



ISSN 1004-2474  
CODEN YASHE7

# 压电与声光

PIEZOELECTRICS & ACOUSTOOPTICS

2

2020年 第42卷

- 微声电子技术与应用
- 微声电子材料技术与应用
- 微声传感器系统与应用
- 微声电子前沿技术
- 惯性技术与应用
- 微波声学技术与应用

ISSN 1004-2474



压电与声光 压电与声光 电与声光 压电与声光 压电与声光 电与声光 压电与声光

压电与声光 压电与声光 压电与声光 压电与声光 压电与声光 压电与声光 压电与声光

压电与声光 压电与声光 压电与声光 压电与声光 压电与声光 压电与声光 压电与声光

## 目次

BAW 滤波器板上测试夹具设计 .....	许夏茜,高 杨,袁 靖(149)
超宽带低损耗 SAW 滤波器的优化设计 .....	黄 歆,闫坤坤,黄 玮,魏勇平(155)
基于新型声表面波单端对谐振器的生物传感器 .....	齐晓琳,刘建生,何世堂,梁 勇(159)
基于 SAW 技术的高精度频率测量仪设计与实现 .....	陈心宇,曾融生,洪 业,杨雨诺,孙科学(163)
超导电路与体声波谐振器组成的量子 iSWAP 门方案 .....	张凯旋,黄春晖(167)
基于双环系统的细步进频率合成器 .....	沈文渊,唐光庆,杨清福,穆晓华,李庆洪,蒋创新(173)
一种联合补偿的动态相位噪声优化设计方法 .....	成 斌,沈文渊,叶 锋,穆晓华,蒋创新(178)
一种高精度幅相调理机制 .....	李 伟(182)
石英微机电陀螺的频率干扰特性研究 .....	林日乐,谢佳维,王 伟,董 勇,蒋昭兴,冉龙明,李文蕴,罗 华,朱振忠(186)
半球谐振陀螺静电驱动建模与分析 .....	文 路,江 黎,蒋春桥,林丙涛,严隆辉(189)
半球陀螺封装激光焊“错边”现象探析 .....	李 陟,蒋春桥,贺海平,彭 凯,陈 伟(193)
力反馈模式半球谐振陀螺幅度控制方法优化 .....	严隆辉,江 黎,蒋春桥,杨 峰,文 路(197)
基于单光子技术的闪烁体衰减时间常数测量 .....	王 强,王 璐,屈菁菁,丁雨瞳(200)
自动加料单晶炉的设计与研究 .....	李海林,武 欢,王 瑞(203)
仿生毛发气流传感器在流场中的传感特性研究 .....	徐 强,李佳玲,孙凯旋,姜亚妮,边义祥(207)
一种悬臂梁式 MSMA 振动能量采集器研究 .....	张庆新,吕俊伯,杨 静,王路平,冯志刚(213)
一种机械式扫描血管内超声探头 .....	卢少伟,李明夏,冯志华,江小宁(218)
宽带组合式水声换能器设计研制及应用 .....	张庆国,黄其培,李兴武,连 莉(223)
基于兰姆波在玻璃基板驱动微升油水分离实验 .....	丁文政,梁 威,张富强(230)
微米级 PZT 驱动器尺度相关的自由振动分析 .....	陈 明,郑世杰,田志昌,杨志军,冯 鑫(235)
压电超声辅助研磨抛光技术研究进展 .....	黄卫清,宁青双,安大伟,杨成龙(240)
溴化铯晶体的阴阳离子共掺生长方法研究 .....	武 欢,李海林,何 晔,王 瑞,刘建军,王 佳,丁雨瞳(245)
一种基于介电弹性体阵列的能量转换装置 .....	任贯华,陈 洁,崔春华,赵丰刚,李宝权(248)
双向驱动的柔顺结构微动平台的设计与测试 .....	罗展鹏,李国平,韩同鹏,杨依领,赖文锋(252)
Zn-Nb-O 微波介质陶瓷的结构与性能研究 .....	王海宝,王 峥,庞振江,李 越,任孝武,周加斌,史建利,高 峰(259)
压电驱动器迟滞特性的类 Hammerstein 模型 .....	赵新龙,沈 帅(263)
基于 SCKF 和姿态估计的 SINS/GPS 在线对准方法 .....	张桓瑞,刘向龙,邵洪峰(268)
斐索干涉仪中压电陶瓷的非线性校正 .....	王 芳,卢庆杰,韩 森(273)
含分流电路 Galfenol 声子晶体的带隙与减振性能 .....	曹淑瑛,王金川,郝加驹,张福宝(278)
BPNN 辅助 KF 的 MEMS 陀螺仪数据处理方法 .....	段志强,刘洁瑜,汪立新,李新三,沈 强(284)

# PIEZOELECTRICS & ACOUSTOOPTICS

Vol. 42 No. 2 (Series 251) Apr. 2020 (Bimonthly) (Started in 1979)

## CONTENTS

Design of BAW Filter On-board Test Fixture .....	XU Xiaxi, GAO Yang, YUAN Jing(149)
The Optimal Design of Ultra-Wideband Low Loss SAW Filter .....	HUANG Xin, YAN Kunkun, HUANG Wei, WEI Yongping(155)
A Staphylococcus Aureus Biosensor Based on a Novel Surface Acoustic Wave One Port Resonator .....	..... QI Xiaolin, LIU Jiansheng, HE Shitang, LIANG Yong(159)
Design and Implementation of High Precision Frequency Measuring Instrument Base on SAW .....	..... CHEN Xinyu, ZENG Rongsheng, HONG Ye, YANG Yunuo, SUN Kexue(163)
Scheme of Quantum iSWAP Gate Composed of Superconducting Circuits and Bulk Acoustic Wave Resonator .....	..... ZHANG Kaixuan, HUANG Chunhui(167)
A Fine Step Frequency Synthesizer Based on Double Loop System .....	..... SHEN Wenyuan, TANG Guangqing, YANG Qingfu, MU Xiaohua, LI Qinghong, JIANG Chuangxin(173)
An Optimal Design Method of Dynamic Phase Noise Based on Combined Compensation .....	..... CHENG Bin, SHEN Wenyuan, YE Feng, MU Xiaohua, JIANG Chuangxin(178)
A High Precision Amplitude and Phase Modulation Mechanism(APMM) .....	..... LI Wei(182)
Research on Frequency Interference Characteristic of Quartz MEMS Gyroscope .....	..... LIN Rile, XIE Jiawei, WANG Wei, DONG Yong, JIANG Zhaoxing, RAN Longming, LI Wenyun, LUO Hua, ZHU Zhenzhong(186)
Modeling and Analysis of the Electrostatic Drive of HRG .....	..... WEN Lu, JIANG Li, JIANG Chunqiao, LIN Bingtao, YAN Longhui(189)
Analysis of "Misalignment" in Laser Welding for Hemispherical Gyroscope Packaging .....	..... LI Zhi, JIANG Chunqiao, HE Haiping, PENG Kai, CHEN Wei(193)
Optimization of Amplitude Control Method of Hemispherical Resonator Gyroscopes Under Force-to-rebalance Mode .....	..... YAN Longhui, JIANG Li, JIANG Chunqiao, YANG Feng, WEN Lu(197)
Measurement of Scintillator Decay Time Constant Based on Single Photon Technology .....	..... WANG Qiang, WANG Lu, QU Jingjing, DING Yuchong(200)
Design and Study of Automatic Feeding Czochralski Crystal Furnace .....	..... LI Hailin, WU Huan, WANG Rui(203)
Study on Sensing Characteristics of Bionic Hair Flow Sensor in Flow Field .....	..... XU Qiang, LI Jialing, SUN Kaixuan, JIANG Yani, BIAN Yixiang(207)
Study on a Kind of Cantilever Beam MSMA Vibrational Energy Harvester .....	..... ZHANG Qingxin, LYU Junbo, YANG Jing, WANG Luping, FENG Zhigang(213)
A Mechanical Scanning Intravascular Ultrasound(IVUS) Probe .....	..... LU Shaowei, LI Mingxia, FENG Zhihua, JIANG Xiaoning(218)
Design, Development and Applications of Wideband Underwater Acoustic Transducer with Combination Mode .....	..... ZHANG Qingguo, HUANG Qipei, LI Xingwu, LIAN Li(223)
Experiment on Separation of Microliter Oil/Water Mixed Droplets on Glass Substrate Driven by Lamb Wave .....	..... DING Wenzheng, LIANG Wei, ZHANG Fuqiang(230)
Analysis of Size-dependent Free Vibration of Micro-scale PZT Driver .....	..... CHEN Ming, ZHENG Shijie, TIAN Zhicang, YANG Zhijun, FENG Xin(235)
Advances in Piezoelectric Ultrasonic Assisted Grinding and Polishing Technology .....	..... HUANG Weiqing, NING Qingshuang, AN Dawei, YANG Chenglong(240)
Study on the Growth Method of CeBr <sub>3</sub> Crystal by Anionic and Cationic Co-doping .....	..... WU Huan, LI Hailin, HE Ye, WANG Rui, LIU Jianjun, WANG Jia, DING Yuchong(245)
An Energy Conversion Device Based on Dielectric Elastomer Array .....	..... REN Guanhua, CHEN Jie, CUI Chunhua, ZHAO Fenggang, LI Baoquan(248)
Design and Test of Two-way Driven Compliant Structure Micro-motion Stage .....	..... LUO Zhanpeng, LI Guoping, HAN Tongpeng, YANG Yiling, LAI Wenfeng(252)
Study on the Structure and Properties of Zn-Nb-O Microwave Dielectric Ceramics .....	..... WANG Haibao, WANG Zheng, PANG Zhenjiang, LI Yue, REN Xiaowu, ZHOU Jiabin, SHI Jianli, GAO Feng(259)
Hammerstein-like Model for Hysteresis Characteristics of Piezoelectric Actuators .....	..... ZHAO Xinlong, SHEN Shuai(263)
SINS/GPS Online Alignment Method Based on SCKF and Initial Attitude Estimation .....	..... ZHANG Huanrui, LIU Xianglong, SHAO Hongfeng(268)
Nonlinear Correction of Piezoelectric Ceramic in Fizeau Interferometer .....	..... WANG Fang, LU Qingjie, HAN Sen(273)
Band Gaps and Vibration Reduction of Galphenol Phononic Crystal with Shunt Circuit .....	..... CAO Shuying, WANG Jinchuan, ZHENG Jiaju, ZHANG Fubao(278)
Research on Data Processing Method of MEMS Gyroscope Based on BPNN Assisted Kalman Filter .....	..... DUAN Zhiqiang, LIU Jieyu, WANG Lixin, LI Xinsan, SHEN Qiang(284)

文章编号:1004-2474(2020)02-0149-06

# BAW 滤波器板上测试夹具设计

许夏茜<sup>1</sup>,高 杨<sup>2</sup>,袁 靖<sup>1</sup>

(1. 西南科技大学 信息工程学院,四川 绵阳 621010;2. 西南科技大学 微系统中心,四川 绵阳 621010)

**摘 要:**针对体声波(BAW)滤波器与测试仪器间接口形式不同而无法直接测试的问题,设计了一款 BAW 滤波器板上测试夹具。首先根据经验公式初步确定夹具介质基片厚度,并导入 ADS 中 LineCacl 工具,计算出夹具微带线长度、宽度的初始值;在 ADS 中建立 TDR 瞬态仿真电路,进行微带线阻抗不匹配研究,给出相应的解决方法,将初始设计的夹具结构参数导入 ADS 进行阻抗匹配复核;选用 3 款不同中心频率的 BAW 滤波器作为待测器件(DUT),分别进行了片上探针和板上夹具测试,并将同一滤波器测试结果的散射参数矩阵参量( $S_{11}$ 、 $S_{12}$ 、 $S_{21}$ 、 $S_{22}$ )曲线进行对比。对比结果表明,与片上测试相比,板上测试曲线略有偏移,但两者趋势一致;板上测试  $S_{12}$ - $S_{21}$  曲线、 $S_{11}$ - $S_{22}$  曲线吻合较好。板上测试结果可为后续去嵌入校准提供比较可靠的初始值。

**关键词:**体声波(BAW)滤波器;板上测试;夹具;S 参数

**中图分类号:**TN606;TN06;TN707 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.001

## Design of BAW Filter On-board Test Fixture

XU Xiayi<sup>1</sup>,GAO Yang<sup>2</sup>,YUAN Jing<sup>1</sup>

(1. School of Information Engineering, Southwest University of Science and Technology, Mianyang 621010, China;

2. Microsystem Centre, Southwest University of Science and Technology, Mianyang 621010, China)

**Abstract:** In order to solve the problem that Bulk Acoustic Wave (BAW) filter and the test instrument cannot be directly tested due to different interface forms, an on-board test fixture for BAW filter is designed in this paper. Firstly, the thickness parameter of the dielectric substrate of the test fixture was preliminarily determined according to the experience formula, and the initial length and width of the micro-strip transmission line of the test fixture were calculated by the tool-LineCacl in ADS. Secondly, the TDR transient simulation circuit was established in ADS to study the impedance mismatching of micro-strip line, and the methods to solve the mismatching were presented. And then, the initial structural parameters of the designed fixture were imported into ADS for checking the impedance matching. Finally three BAW filters with different center frequency were selected as the device under test (DUT) respectively to do the on-wafer probe and the on-board fixture test. Three comparisons of  $S_{12}$  on-board vs  $S_{12}$  on-wafer,  $S_{12}$  on-board vs  $S_{21}$  on-board,  $S_{11}$  on-board vs  $S_{22}$  on-board were carried out according to the test results of the scattering parameter matrix parameters ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ) curves of the same filter. The comparison results show that the whole test curve of on-board fixture test is slightly offset from that on-wafer probe test, but the trend of the whole curve is consistent, the  $S_{12}$ - $S_{21}$  and  $S_{11}$ - $S_{22}$  curves of the on-board test are all in good agreement. The on-board fixture test results can provide a reliable initial value for subsequent de-embedding calibration.

**Key words:** bulk acoustic wave (BAW) filter; on-board test; in-fixture; S-parameters

## 0 引言

5G 移动通信的商用化极大地提升了终端射频滤波器的市场需求,预期 2020 年射频滤波器出货量将达到 68 亿只。高性能的滤波器(如体声波(BAW)滤

波器、温度补偿(TC)的声表面波(SAW)及薄膜 SAW 滤波器)将达到 40 亿只<sup>[1]</sup>。BAW 滤波器具有品质因数 Q 值高,插入损耗低,带外抑制好,功率容量高,器件尺寸随频率的增加而降低,对温度变化不敏感等优

收稿日期:2020-03-05

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61574131);西南科技大学研究生创新基金资助项目(19ycx0108)

作者简介:许夏茜(1992-),女,四川乐山人,硕士生,主要从事微电子机械系统的研究。E-mail: 1830914110@qq.com。通信作者:高杨(1972-),男,四川绵阳人,研究员,博士生导师,博士,主要从事微电子机械系统的研究。E-mail: gaoy@swust.edu.cn。

点,很适合 Sub-6 GHz 频段的 5G 应用。

性能测试对 BAW 滤波器的建模、特征参数提取、设计性能优化及质量控制等很重要<sup>[2]</sup>。精确测试射频滤波器的性能,也是有效设计其应用电路的关键<sup>[3]</sup>。如果器件性能测试不准,会影响整个电路的设计。蔡洵等<sup>[4]</sup>给出了 BAW 滤波器片上测试(待测器件(DUT)芯片+射频探针台+矢量网络分析仪)方法及其性能分析,但片上测试需高水平测试人员及昂贵的射频探针台,且不适合封装后器件的测试。为了能方便、准确地测得 BAW 滤波器的性能,给非同轴接口(通常是平面的焊盘)的 DUT 与同轴接口的测试仪器间提供一个低损耗的电连接,引入了板上测试(DUT 芯片组装在测试夹具上+矢量网络分析仪)夹具。已有文献关注 BAW 滤波器板上测试夹具测试结果的校准<sup>[5-7]</sup>,但测试夹具的设计报道较少。

本文设计了一款 BAW 滤波器板上测试夹具,简化 BAW 滤波器测试操作。为了验证设计的测试夹具,采用同一款 BAW 滤波器芯片为 DUT,分别进行了片上和板上测试,并将同一滤波器测试结果做板上测试  $S_{12}$  曲线与片上测试  $S_{12}$  曲线、板上测试  $S_{12}$  与  $S_{21}$  曲线、板上测试  $S_{11}$  与  $S_{22}$  曲线 3 种对比,验证得出设计的测试夹具能为后续去嵌入校准提供较可靠的初始值。

## 1 原理

板上测试夹具的基本功能是在测试中为封装好的 DUT(本文中为 BAW 滤波器)与测试仪器矢量网络分析仪(VNA)之间提供一个低损耗的电连接。其主要结构是印制电路板(PCB)、微带传输线和两端的同轴接头。夹具中有器件平面和 VNA 参考平面<sup>[8]</sup>,如图 1 所示。DUT 可通过引线键合<sup>[8]</sup>或夹装装置机械固定<sup>[5]</sup>的方式,电连接至其两侧的微带传输线。

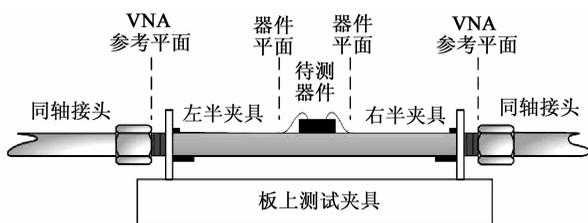


图 1 板上测试夹具结构示意图

板上测试夹具设计不当,会使其与 VNA 的阻

抗不匹配,导致测试信号反射,对外电磁辐射,易受电磁干扰等问题,造成测试结果失准。因此,设计测试夹具要求:

- 1) 通常测试夹具阻抗选择匹配到  $50 \Omega$ ,以确保其与 VNA 的阻抗匹配<sup>[9]</sup>。
- 2) 确保其接地性能,以免接地信号发生反射;保证屏蔽性能,以免传输信号受外界信号干扰。
- 3) 尽可能使测试夹具具有左、右对称性,以便测试的去嵌入校准环节,利用这种对称性可快速求解出误差模型中的误差项<sup>[9]</sup>。

## 2 方法

### 2.1 夹具板材选型与微带传输线设计

PCB 板材和微带传输线的尺寸会影响阻抗匹配特性,因此,设计时需要首先考虑 PCB 板是 DUT 的载体;PCB 板在高频下的信号损耗小,才能保证信号的正常传输。因此,选择 PCB 板材时需考虑:

- 1) 保持良好的信号完整性。
- 2) 相对介电常数  $\epsilon_r$  随温度、频率的波动小。

RO4003C<sup>®</sup> 高频 PCB 板材能提供严格控制的  $\epsilon_r$ 、损耗,适用于高可靠性微波/射频应用,因此选用该型 PCB 板材制作夹具。

微带传输线的作用是实现 DUT 与两端同轴接头的电连接。精确的微带线计算表达式是采用保角变换法推导出来的,计算较复杂<sup>[10]</sup>。为了快速估算出微带线宽度  $W$  及介质基片厚度初值  $d_0$ ,选用较简单的经验式:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & (W/d < 2) \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \right] \\ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} & (W/d > 2) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} (0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r})$ ;  $B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$ ;  $Z_0$  为特征阻抗;  $d$  为介质基片(PCB 板材)厚度。

通过式(1)可确定  $W/d$  的取值。计算时,  $Z_0 = 50 \Omega$ ,  $\epsilon_r$  取 RO4003C<sup>®</sup> 板材的值,即  $\epsilon_r = 3.55$ 。

由于 SMA 插针直径为  $\varnothing 0.46 \text{ mm}$ ,为减少插针

到微带线阶跃过渡造成的回波损耗,取  $W = 0.46 \text{ mm}$ 。根据前面拟合的  $W/d$  可推算出  $d_0 = 206 \text{ }\mu\text{m}$ 。

调用 ADS 微带线计算工具 LineCacl 完成微带传输线尺寸计算。在 LineCacl 中设置输入参数  $\epsilon_r = 3.55$ ,  $d_0 = 206 \text{ }\mu\text{m}$ , 设置工作频率  $f_{ref} = 1.8 \text{ GHz}$  (在 DUT 的中心频率处), 匹配阻抗  $Z_0 = 50 \text{ }\Omega$ , 电长度  $E_{eff} = 90^\circ$  (即导波长的  $1/4$ )。根据上述设置,用 LineCacl 计算出微带线长  $L = 25\ 431 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $W = 425 \text{ }\mu\text{m}$ 。

### 2.2 微带线阻抗匹配研究

由于阻抗匹配对测试夹具影响最大,必须对设计的测试夹具进行阻抗分析,确保其匹配到  $50 \text{ }\Omega$ 。

采用时域反射仪 (TDR) 监测阶跃信号变化可得出反射系数的变化,进而计算传输线的特征阻抗。得到初始微带线参数后,利用 TDR 进行传输线阻抗匹配分析。在 ADS 软件中,搭建微带线的 TDR 电路仿真模型如图 2 所示。图中,MLIN 是被测的微带线,阶跃电压源 VtStep 作为阶跃信号发生器,理想微带传输线 TLIN 作为被测传输线的参考,网络节点电压  $V_{in}$  用于观察信号变化。

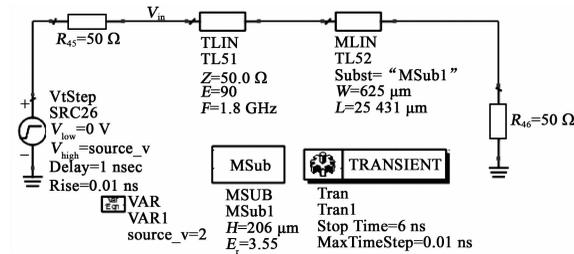


图 2 TDR 电路瞬态仿真原理图

根据图 2 模型在 ADS 软件中仿真得到瞬态仿真曲线如图 3 所示。在得到 TDR 阶跃脉冲信号曲线 (见图 3) 过程中,小的凹陷 (见图 3(a)) 代表电容特性;小的凸起 (见图 3(b)) 代表电感效应<sup>[11]</sup>, 因此可分析传输线的电容/电感特性。

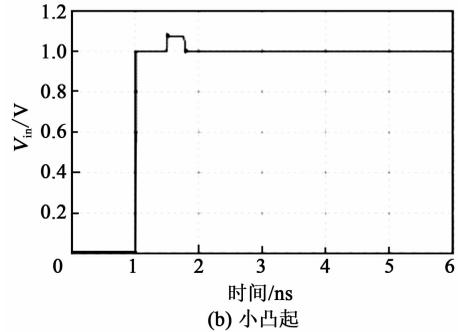
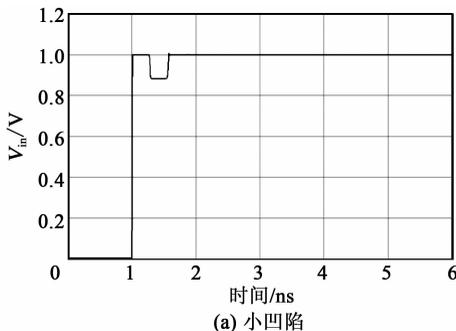
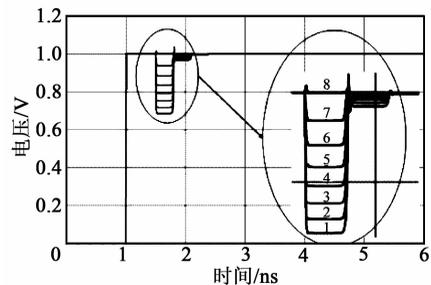


图 3 微带传输线瞬态仿真曲线

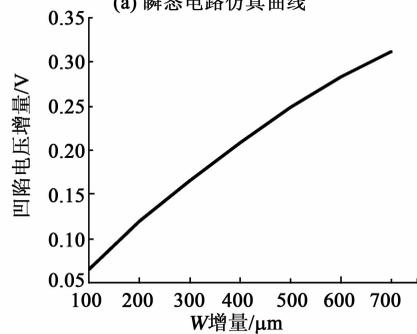
对于微带线,线路越窄,电路电感性越大;线路越宽,电路电容性越大,故可通过调整  $W$  改变传输线的电容/电感特性,修正 TDR 阶跃脉冲信号曲线中凹、凸部分,使微带线阻抗匹配。

由图 3 可看出,瞬态仿真曲线中凹陷是由于信号在 MLIN 处发生反射,反射的负电压使信号产生下冲造成,通过减小  $W$  来减小电路电容性,使微带线阻抗匹配到  $50 \text{ }\Omega$ 。

$W$  增加时, TDR 电路瞬态仿真曲线会形成小凹陷 (见图 4),  $W$  每增加  $100 \text{ }\mu\text{m}$ , 曲线下凹电压增加  $0.045 \text{ V}$ 。图 4(a) 中, 曲线 1~8 是保持  $L = 25\ 431 \text{ }\mu\text{m}$  不变,  $W$  分别为  $425 \text{ }\mu\text{m}$ 、 $525 \text{ }\mu\text{m}$ 、 $625 \text{ }\mu\text{m}$ 、 $725 \text{ }\mu\text{m}$ 、 $825 \text{ }\mu\text{m}$ 、 $925 \text{ }\mu\text{m}$ 、 $1\ 025 \text{ }\mu\text{m}$  和  $1\ 125 \text{ }\mu\text{m}$  时, TDR 电路瞬态仿真结果,



(a) 瞬态电路仿真曲线

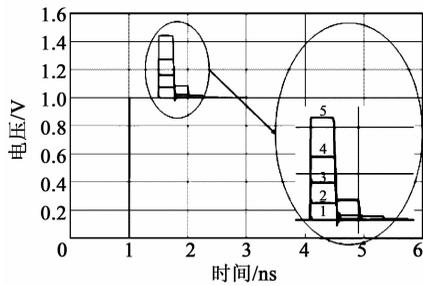


(b)  $W$  增量与电压增量的关系

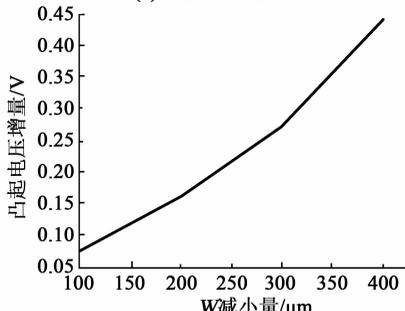
图 4  $W$  增加与瞬态仿真曲线下凹关系分析

$W$  减小时, TDR 电路瞬态仿真曲线会形成小凸起 (见图 5), 每减小  $100 \text{ }\mu\text{m}$ , 曲线凸起电压增加

0.009 V。图 5(a) 中, 曲线 1~5 是保持  $L = 25\ 431\ \mu\text{m}$  不变,  $W$  分别为  $325\ \mu\text{m}$ 、 $225\ \mu\text{m}$ 、 $125\ \mu\text{m}$  和  $25\ \mu\text{m}$  时, TDR 电路瞬态仿真结果。



(a) 瞬态电路仿真曲线



(b) W减小量与电压增量的关系

图 5 W 减小与瞬态仿真曲线凸起关系分析

由图 4、5 可看出, 通过调整  $W$  可消除 TDR 电路瞬态仿真曲线中的局部凹陷或凸起, 使微带线阻抗匹配到  $50\ \Omega$ 。

### 2.3 阻抗匹配的 TDR 仿真复核

为确保测试夹具的阻抗匹配到  $50\ \Omega$ , 对夹具微带线进行阻抗匹配的 TDR 仿真复核。将  $W = 425\ \mu\text{m}$ ,  $L = 25\ 431\ \mu\text{m}$ ,  $d = 206\ \mu\text{m}$  导入 ADS 中, 通过 TDR 瞬态电路仿真得出传输线信号的响应曲线(见图 6), 信号曲线中无不连续点, 证明设计的测试夹具已阻抗匹配到  $50\ \Omega$ 。

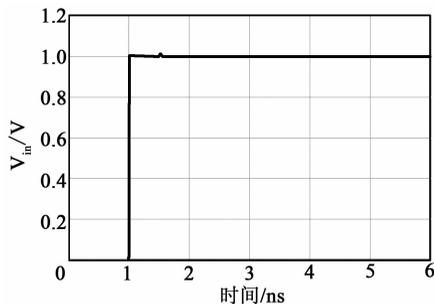
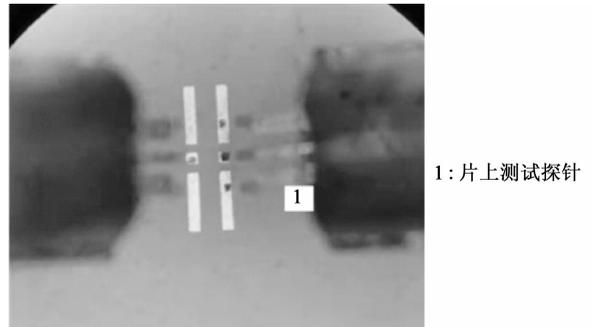


图 6 阻抗匹配的 TDR 仿真复核

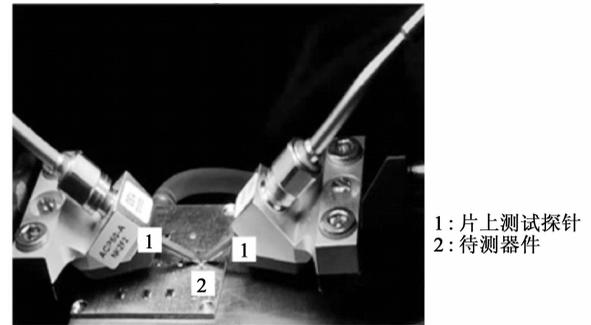
## 3 实验验证

为了验证前述设计结果, 制作了 3 件测试夹具样品, 分别选用 3 款不同中心频率( $f_0 \approx 1.8\ \text{GHz}$ ,  $2.7\ \text{GHz}$ ,  $4.3\ \text{GHz}$ )的 BAW 滤波器芯片为 DUT。

图 7、8 分别为 3 件样品进行片上和板上测试的夹具模型。



(a) 片上测试校准



(b) 片上测试

图 7 片上射频探针台测试校准及 BAW 器件片上测试

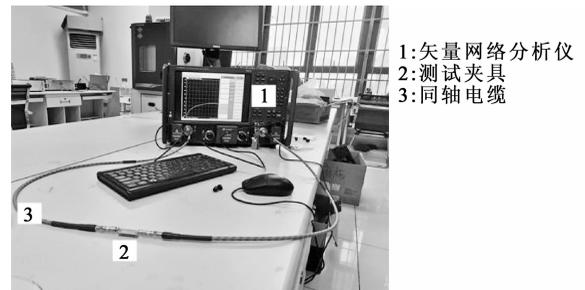


图 8 BAW 滤波器板上测试

### 3.1 片上测试

片上测试结果将作为对比基准。3 组 DUT (BAW 滤波器裸芯片) 的片上测试的扫频参数设置如表 1 所示。保证扫频范围内的频点数相同。片上测试前, 均先进行短路、开路、负载匹配及直通 (SOLT) 校准, 将测试平面修正到器件平面, 以消除测试系统误差。测试结果以 S2P 文件导出。

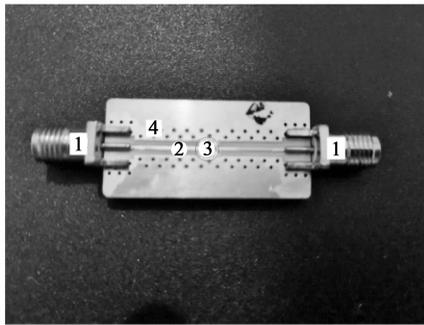
表 1 片上测试扫频参数设置

编号	$f_0/\text{GHz}$	扫频范围/ $\text{GHz}$	扫频步长/ $\text{MHz}$	频点数
1	1.8	1.6 ~ 2.0	0.250 0	1 600
2	2.7	2.5 ~ 3.0	0.312 5	1 600
3	4.3	3.7 ~ 4.9	0.750 0	1 600

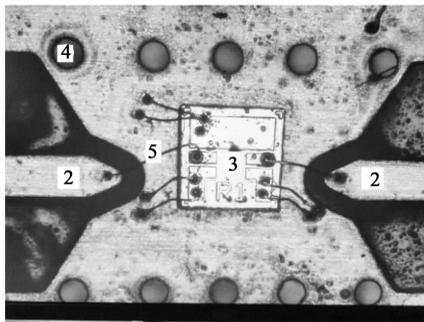
### 3.2 板上测试

板上测试试验件是采用引线键合工艺, 将

BAW 滤波器芯片电装到测试夹具上,如图 9 所示。



(a) 安装有DUT的测试夹具整体



(b) DUT显微视图

- 1: SMA 接头
- 2: 微带传输线
- 3: DUT(BAW 滤波器芯片)
- 4: 为屏蔽通孔,
- 5: 键合引线

图 9 板上测试试验件实物照片

为了观察板上测试宽频带范围响应曲线变化,设置 VNA 的扫频范围为 100 MHz~5 GHz、扫频步长 4.5 MHz。同样采用 VNA 自带的 SOLT 校准功能,将测试平面修正到 VNA 参考平面。测试结果以 S2P 文件导出。

### 3.3 实测数据处理

以片上测试结果为基准,考察板上测试试验件实测的 S 参数,以对比评估板上测试夹具的设计结果。

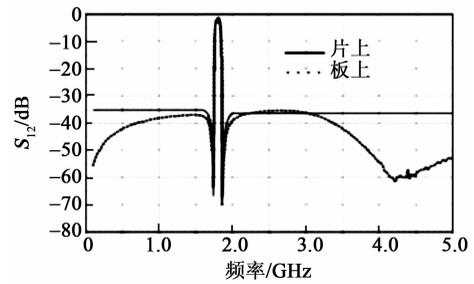
在 ADS 软件中,将片上测试、板上测试的 S2P 文件均导入 ADS 软件。由于样品差异(3 种 BAW 滤波器样品有不同的  $f_0$ )和试验设计经验不足(板上测试未选取与表 1 中完全一致的扫频范围、扫频步长),读取 S2P 文件时需要设置扫频范围为 100 MHz~5 GHz,扫频步长为 0.25 MHz,以包容全部测试数据。

## 4 结果与讨论

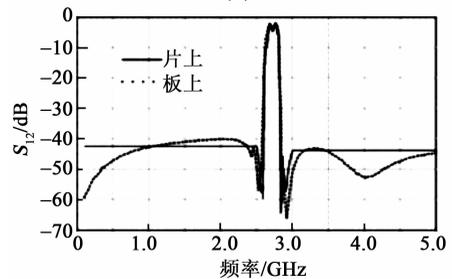
### 4.1 片上与板上测试结果对比

图 10 为 3 组 BAW 滤波器片上与板上测试传输参数 S 曲线结果对比。对曲线上  $f_0$ 、左传输零点  $f_{ps}$ 、右传输零点  $f_{sp}$  3 个重要频点处进行数据分析,如表 2 所示。表中,取曲线上绝对值最小点对

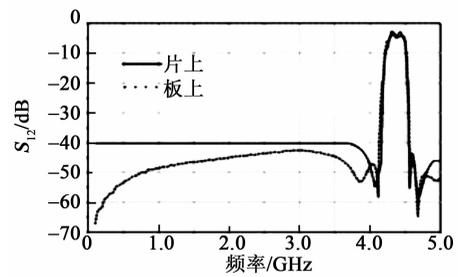
应的频率为  $f_0$ <sup>[4]</sup>。由图 10 可看出,3 组 BAW 滤波器板上与片上测试数据均有偏差,但曲线整体趋势一致。



(a) 第1组



(b) 第2组



(c) 第3组

图 10 3 组 BAW 滤波器板上和片上测试传输曲线对比

表 2 3 组测试结果对比分析

编号	$f_{ps}$ /GHz		$f_{sp}$ /GHz		$f_0$ /GHz	
	板上	片上	板上	片上	板上	片上
1	1.742	1.739	1.864	1.857	1.815	1.809
2	2.526	2.586	2.844	2.837	2.771	2.761
3	4.118	4.076	4.584	4.338	4.338	4.313

板上与片上测试数据存在偏差的原因是:

1) 板上和片上测试扫频步长设置不一致,使扫频时选取的扫频点不同,导致曲线出现偏移。

2) 板上测试时,只将测试平面校准到了同轴接头处,即只将测试平面修正到 VNA 参考平面,而不是器件平面,导致测试结果中还包含有测试夹具的性能参数。

后续改进:

1) 实测验证时必须保证测试范围及扫频步长

一致,确保两种测试方法测试频点一致。

2) 通过设计校准标准件将测试平面校准到器件平面,去除夹具效应。

### 4.2 板上测试结果 $S_{12}$ 和 $S_{21}$ 曲线对比

图 11 为 3 组 BAW 滤波器板上测试  $S_{12}$  与  $S_{21}$  曲线的对比。由图可看出,3 组滤波器板上测试获得的  $S_{12}$  与  $S_{21}$  曲线均基本吻合。

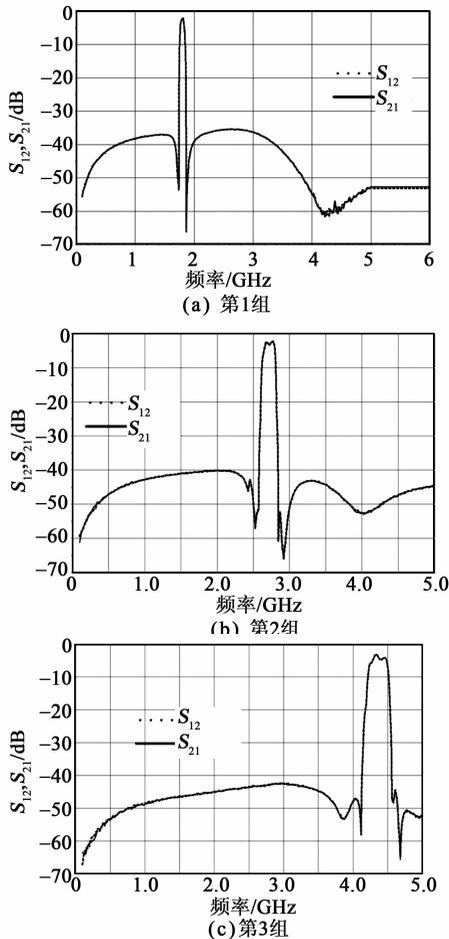
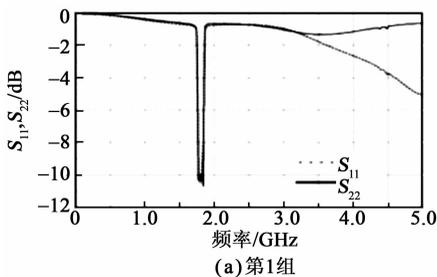


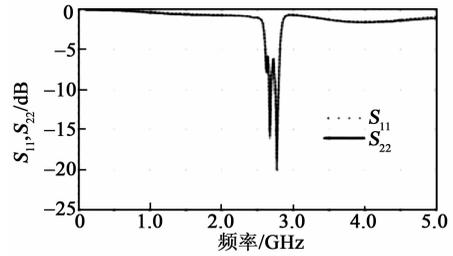
图 11 板上测试  $S_{12}$  与  $S_{21}$  曲线对比

### 4.3 板上测试结果 $S_{11}$ 和 $S_{22}$ 曲线对比

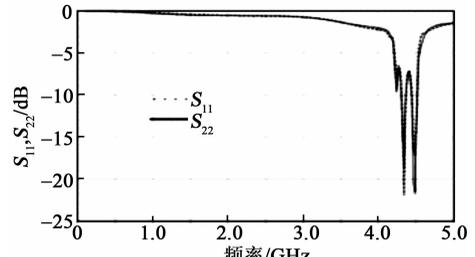
图 12 为 3 组 BAW 滤波器板上测试  $S_{11}$  与  $S_{22}$  曲线的对比。由图可看出,除第 1 组滤波器板上测试  $S_{11}$  和  $S_{22}$  曲线有偏差外,其余 2 组测试  $S_{11}$  和  $S_{22}$  曲线基本吻合。



(a) 第1组



(b) 第2组



(c) 第3组

图 12 板上测试  $S_{11}$  与  $S_{22}$  曲线对比

第 1 组测试数据有偏差的原因是 SMA 接头为手动焊接,不能保证插针与板材焊接的可靠性,导致信号在较高频时发生损耗。后续改进需在焊接测试夹具时,尽可能保证焊接的可靠性。

## 5 结束语

采用经验公式结合 ADS 仿真软件中微带线计算工具 LineCalc 的方法,可快速计算出测试夹具初始结构参数(介质基片厚度、微带线宽度及长度),通过在 ADS 中建立 TDR 瞬态仿真电路,验证了该提取初始结构参数方法的可行性。用设计的测试夹具和 VNA 测试了 3 款不同中心频率的 BAW 滤波器的 S 参数,并将测试结果与射频探针台测试结果进行对比。分析发现,与片上测试结果相比,板上测试的 S 参数曲线略有偏移,但两者趋势一致;板上测试  $S_{11}$  曲线与  $S_{22}$  曲线、 $S_{12}$  曲线与  $S_{21}$  曲线基本吻合。结果表明,设计的板上测试夹具具有左、右对称性,其测试结果能为后续去嵌入校准<sup>[9]</sup>提供一个较可靠的初始值。

### 参考文献:

[1] CHAUHAN V, HUCK C, FRANK A, et al. Enhancing RF bulk acoustic wave devices[J]. IEEE Microwave Magazine, 2019, 20(10): 56-70.

[2] DUNSMORE J P. 微波器件测量手册: 矢量网络分析仪高级测量技术指南[M]. 陈新, 程宁, 胡雨辰, 等译. 北京: 电子工业出版社, 2014: 4-9.

(下转第 158 页)

文章编号:1004-2474(2020)02-0155-04

# 超宽带低损耗 SAW 滤波器的优化设计

黄 歆, 闫坤坤, 黄 玮, 魏勇平

(北京中科飞鸿科技有限公司, 北京 100095)

**摘 要:**该文介绍了基于大机电耦合系数乐甫波模式的超宽带低损耗声表滤波器的开发, 基底为  $15^\circ\text{YX-LiNbO}_3$  晶体和铜电极。设计采用修正的耦合模模型进行精确仿真以及模拟退火算法进行谐振器参数的优化。通过假指电极宽度/长度加权来抑制横向模式谐振造成的寄生响应, 通过在滤波器表面涂覆黏性膜来有效抑制瑞利波模式造成的寄生凹坑, 最终制作出一款中心频率约 620 MHz, 插损 0.94 dB,  $-1$  dB 相对带宽 14.9%,  $-3$  dB 相对带宽 18.3%, 带外抑制大于 40 dB 性能较优良的器件。

**关键词:**声表面波滤波器; 超宽带; 铜电极/ $15^\circ\text{YX-LiNbO}_3$

**中图分类号:** TN65; TN384 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.002

## The Optimal Design of Ultra-Wideband Low Loss SAW Filter

HUANG Xin, YAN Kunkun, HUANG Wei, WEI Yongping

(Beijing Zhongke Feihong Science & Technology CO., LTD, Beijing 100095, China)

**Abstract:** This paper describes the development of ultra-wideband and very low-loss SAW filter based on the large electromechanical coupling coefficient Love wave mode, a Cu electrode/ $15^\circ\text{YX-LiNbO}_3$  structure was employed as a substrate. The design adopts the modified coupled mode model for accurate simulation and simulated annealing algorithm for the optimization of resonator parameters. The width/length weighted dummy electrodes were used to suppress spurious responses caused by the transverse-mode resonances, and a viscous film was coated on the filter surface which is effective in suppress a spurious dip caused by Rayleigh mode. A filter with the center frequency of 620 MHz,  $-1$  dB fractional bandwidth of 14.9%,  $-3$  dB bandwidth of 18.3%, insertion loss of 0.94 dB, and out-of-band rejection of higher than 40 dB was fabricated.

**Key words:** SAW filter; ultra-wideband; Cu electrode/ $15^\circ\text{YX-LiNbO}_3$

### 0 引言

声表面波(SAW)滤波器以其小体积、低插损和高可靠性在通信系统中得到广泛应用。近年来,因通信系统的高速、大容量的发展趋势,对 SAW 滤波器提出了大带宽、低损耗的要求。SAW 滤波器可实现的带宽基本由机电耦合系数决定,如对  $42^\circ\text{-LiTaO}_3$  ( $42^\circ\text{-LT}$ ), 机电耦合系数为  $8\% \sim 9\%$ , 可实现的带宽约为  $5\%$ ; 而对  $41^\circ\text{-LiNbO}_3$  ( $41^\circ\text{-LN}$ ), 机电耦合系数为  $18\% \sim 24\%$ , 可实现的带宽在  $8\% \sim 10\%$ 。因此,人们力图寻找更高机电耦合系数的模式和切向,以实现更大的带宽。

研究发现,在  $\text{YX-LiNbO}_3$  和  $\text{YX-LiTaO}_3$  切向上存在高压电耦合的 SH 型 SAW, 尤其是  $\text{YX-LiNbO}_3$  切向机电耦合系数大于  $25\%$ , 但其传播速度

高于慢剪切体波,因此存在较大的传播损耗而无法实用。当在  $\text{YX-LiTaO}_3$  切向晶体表面沉积一层低声速材料,如金、银,这种模式的传播速度将低于慢剪切体波,降低了传播损耗,故将这种模式命名为乐甫波模式。文献[1]发现,用铝代替低声速材料可激发乐甫波模式,但所需膜厚波长比高达  $12\%$ , 器件的制作和大批量生产较难。

Hashimoto 给出了基于乐甫波模式的低损耗、大超宽带的设计理论和方法<sup>[2]</sup>。文中首先提出了用铜膜代替铝膜,指出铜膜所需厚度约为铝膜的 0.4 倍,且由于铜膜比铝膜的导电性好,因此,较薄的膜并不会增加器件的欧姆损耗,有利于器件的工艺实现和大批量生产。文中还对比计算了在  $0^\circ\text{YX-LiNbO}_3$  和  $15^\circ\text{YX-LiNbO}_3$  切向上激发的乐甫波、瑞

收稿日期:2019-09-29

作者简介:黄歆(1972-),男,广西人,高级工程师,博士,主要从事声表面波技术的研究。

利波的耦合系数,虽然  $15^\circ\text{YX-LiNbO}_3$  激发的乐甫波耦合系数略低于  $0^\circ\text{YX-LiNbO}_3$ ,但对瑞利波有很好的抑制,更适合器件的设计制作。通过假指加权 and 并联臂涂覆 ZEP520-22 光阻等方式<sup>[3]</sup>对横向模式、瑞利波模式进行抑制,实际器件的试制结果是相对带宽达 20%,插损为 0.77 dB,可有效抑制杂波。但带内的瑞利波模式未被完全消除,通带内约有 2.5 dB 的凹坑,对使用有一定的影响;另外,带外抑制约为 20 dB,在实际应用中需进一步提高。

本文基于 Hashimoto 提出的超宽带设计方法,首先在理论上简要分析了器件的工作原理,给出了设计时应特别注意的问题和解决思路,引入了目前已经成熟的模拟退火算法进行设计优化。在工艺上采用光敏型聚酰亚胺,一方面其可采用标准的光刻工艺制备高精度的图形,另一方面其亚胺化后具有很好的吸声效果,可更好地抑制瑞利波模式。最终得到性能较优良的器件,其中心频率为 626 MHz,插损为 0.94 dB,带内波动小于 1 dB,相对带宽为 18.5%,带外抑制大于 40 dB,封装采用尺寸  $3.8\text{ mm} \times 3.8\text{ mm} \times 1.5\text{ mm}$  的陶瓷表贴管壳。

## 1 器件的设计

器件采用六阶梯形滤波器结构,基本结构如图 1 所示。每个谐振器都存在谐振频率  $f_r$  和反谐振频率  $f_a$ ,根据梯形滤波器的工作原理,串联臂的谐振频率高于并联臂的谐振频率,使串联臂的谐振频率和并联臂的反谐振频率近似相等,形成滤波器的通带;而串联臂的反谐振频率和并联臂的谐振频率分别对应滤波器的高频和低频阻带。由此可看出,谐振器的谐振频率和反谐振频率的宽度决定了滤波器的带宽。

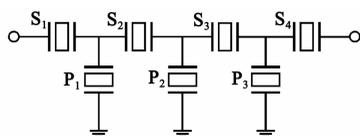


图 1 六阶阻抗元滤波器示意图

滤波器谐振模式的机电耦合系数为

$$K^2 = (\pi f_r / f_a) / \tan(\pi f_r / f_a) \quad (1)$$

由式(1)可知,设计带宽 20%,此时,  $f_a / f_r \approx 1.16$ ,  $K^2 \approx 28\%$ ,电容比为 2.9。

在基于乐甫波的宽带器件设计制作中,最复杂、最重要的工作是对杂波的理论分析和有效抑制。图 2 为一个谐振器的导纳图。由图可见,  $f_r$  与  $f_a$  差别很

大,这是本文设计宽带器件的基础。但在两个频率中间有很多杂波,若不抑制,将会影响器件的性能。分析得出,杂波由瑞利波和横向模两种模式造成。

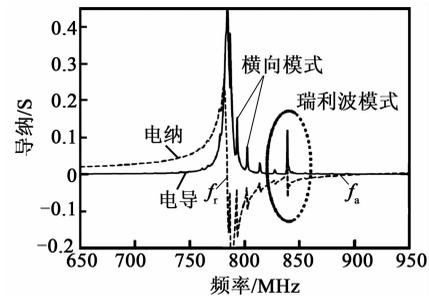


图 2 谐振器的导纳特性图

瑞利波模式的强度相对较强,位于谐振频率和反谐振频率之间,需要选择较适当的膜厚波长比和占空比,使得瑞利波的激发强度相对较小。另外,瑞利波对基片表面的机械扰动很敏感,当表面有液体或粘滞特性的薄膜时,瑞利波将快速衰减,而乐甫波本质上是一种 SH 型表面波,对表面的扰动敏感较弱。利用这个原理,我们可在器件的适当位置涂覆合适的光刻胶来抑制瑞利波,同时对频响特性影响不大。

横向模是由于换能器、间隙、假指、汇流条不同区域的声速不同造成,可用标量势理论分析,孔径越大,横向模越强,因此,在可能的情况下尽可能采用较小的孔径。由图 2 可看出,横向模非常靠近谐振频率,无法避免地落在滤波器的通带内,因此,须采取必要的措施,把横向模对频响的影响控制在可接受的范围内(如小于 0.5 dB)。采取的措施是假指切指加权,控制好假指的长度、占空比、空隙等参数,则能得到较好的抑制效果。

图 3 为乐甫波、体波、瑞利波模式的声速和膜厚波长比的关系。由图可知,当膜厚波长比  $(h/\lambda) \geq 5\%$  时,乐甫波模式的声速低于慢剪切体波的声速,此时传播损耗较低,适于器件工作。瑞利波模式的声速在谐振和反谐振模式之间,并随膜厚的变化相对较慢,理解并利用好这一点对设计此类的宽带器件至关重要,我们可用膜厚来调节瑞利波产生的凹坑在通带的位置。下面简要分析一下,假设器件的带宽为  $\Delta f$ ,对于串联臂谐振器,我们可将瑞利波频率设计为稍大于  $(f_r + \Delta f/2)$ ;对于并联臂谐振器,则可将瑞利波频率设计为稍小于  $(f_a - \Delta f/2)$ 。这样在最大限度不损失带宽的情况下,将瑞利波模式避开通带内,而分别位于通带的左、右两端<sup>[4]</sup>。

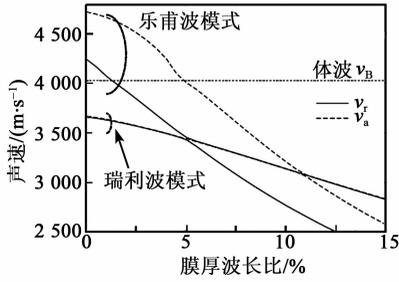


图 3 铜栅阵/15°YX-LiNbO<sub>3</sub> 结构各模式声速和膜厚波长比的关系

器件的仿真采用 Hashimoto-Abbott 的修正 COM 模型,COM 参数根据我们的试制结果进行修正。因为 COM 模型的运算速度极快,这里引入了模拟退火算法<sup>[5]</sup>来进行优化,模拟退火算法基本流程如图 4 所示。

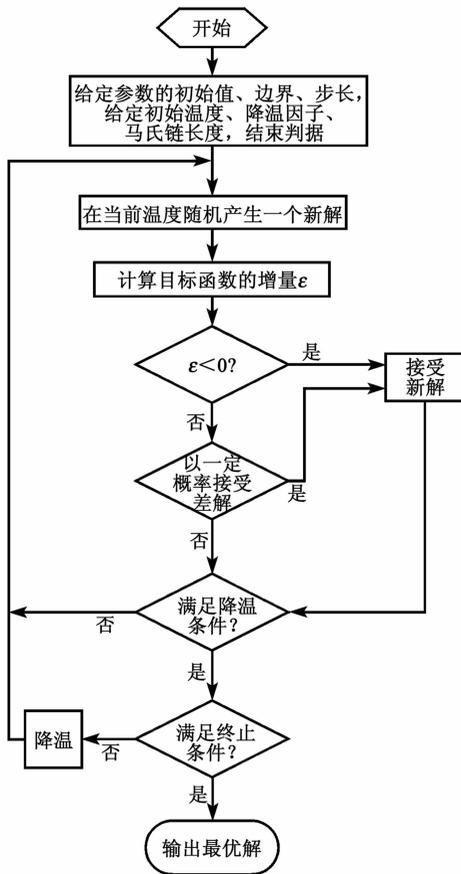


图 4 模拟退火算法基本流程

将每个谐振器的孔径、换能器的指根数、周期及反射栅的指根数、周期都作为变量,7 个谐振器共有 35 个待优化的设计变量。写好一个目标函数很关键,在目标函数中可以对插损、带宽、驻波、带外抑制等指标赋予不同的目标值和权重,并可以中断程序随时调整目标函数。为了加速运算,我们在程序中

采用并行计算的方法,在一个配备双 CPU(多核)的电脑上开了 12 线程并行计算,优化出一个结果需要 12~24 h。

采用以上设计方法,基于铜栅阵/15°YX-LiNbO<sub>3</sub> 结构设计了一款中心频率为 620 MHz, -1 dB 带宽 100.6 MHz (16.3%)、-3 dB 带宽 120.1 MHz (19.4%)、插损 0.73 dB 的 SAW 滤波器,仿真频响如图 5 所示。

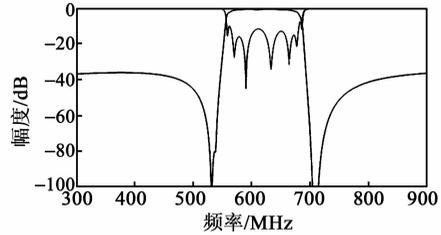


图 5 器件仿真频响图

## 2 实验结果

根据第 1 节的分析和模拟仿真,在 15°YX-LiNbO<sub>3</sub> 基片上,采用铜电极材料制作了器件,图 6 为实际制作器件测试频响图。器件实测中心频率为 626 MHz,插入损耗 0.94 dB,带内波动小于 1 dB, -1 dB 带宽为 93.6 MHz,相对带宽达 14.9%; -3 dB 带宽为 114.8 MHz,相对带宽为 18.3%,带外抑制大于 40 dB,封装尺寸为 3.8 mm×3.8 mm×1.5 mm。

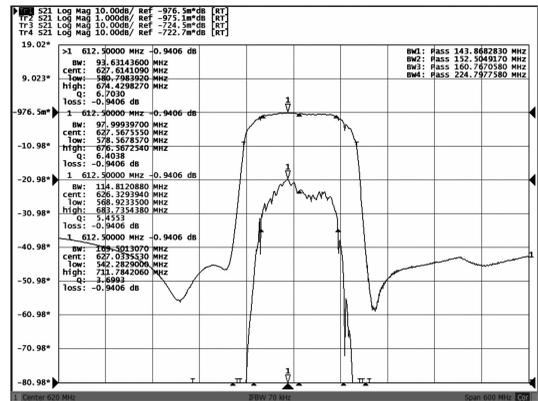


图 6 器件实测频响图

由于串联谐振器瑞利波模式造成的寄生响应存在于 -3 dB 通带外,因此未做处理。并联谐振器瑞利波模式在 -3 dB 通带内形成了一根尖锐的毛刺,为了进一步减小通带波纹,通过套刻方式在并联谐振器合适的位置涂覆一层聚酰亚胺胶,如图 7 所示。

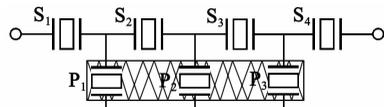


图 7 并联臂涂覆聚酰亚胺胶示意图

图8为涂覆聚酰亚胺胶前、后实测频响图。由图可见,通过在并联谐振器涂覆聚酰亚胺胶可有效抑制瑞利波模式,其产生的凹坑由0.9 dB减小至0.4 dB,器件损耗仅增加约0.3 dB,3 dB相对带宽损失可忽略。

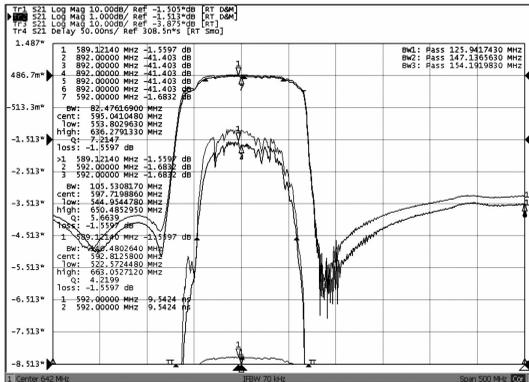


图8 涂覆聚酰亚胺胶前、后器件实测频响图

### 3 结论

通过对试制器件的验证,证明了本文的COM模型和COM参数较准确。采用模拟退火的优化设计,增加了设计的自由度,得到了综合性能最好的解。通过假指加权和在并联谐振器上涂覆聚酰亚胺,并在设计上尽量避开瑞利波模式处于通带内,有效地抑制了各类杂波,试制结果很好。对今后的工作有以下两点设想:

1) 本文在模型中只分析了乐甫波模式,未来可采用多模式的耦合模模型,在模型中加入瑞利波模式。

2) 有效消除瑞利波模式的影响非常关键,未来可望寻找更好的方法,使瑞利波的影响忽略。这样可采用机电耦合系数更大的切向,实现更大的带宽。

### 参考文献:

- [1] ISOBE A, HIKITA M, ASAI K, et al. Grating-mode-type wide-band SAW resonators for VCOs [C]// [S. l.]; 1998 IEEE Ultrason Symp, 1998:111-114.
  - [2] HASHIMOTOK Y, ASANO H, MATSUDA K J, et al. Wideband Love wave filters operating in GHz range on Cu-grating/rotated-YX-LiNbO<sub>3</sub>-substrate structure [C]// [S. l.]; 2004 IEEE Ultrasonics Symposium, 2004: 1330-1334.
  - [3] OMORIT, MATSUDA K, SUGAMA Y, et al. Suppression of spurious responses for ultra-wideband and low-loss SAW ladder filter on a Cu-grating/15° YX-LiNbO<sub>3</sub> structure [C]// [S. l.]; 2006 IEEE Ultrasonics Symposium, 2006:1874-1877.
  - [4] 张吉曜,张友俊,韩德志. 新型宽带差分带通滤波器[J]. 固体电子学研究进展, 2018, 38(5): 355-359.
  - [5] 邢文训,谢金星. 现代优化计算方法[M]. 北京:清华大学出版社, 1998.
  - [6] TRL校准的解析计算方法[J]. 微波杂志, 2019(7/8): 24-28.
  - [7] Agilent. De-embedding and embedding S-parameter Networks using a vector network analyzer [EB/OL]. <https://www.keysight.com/cn/zh/assets/7018-06806/application-notes/5980-2784.pdf>. 2004/2019.
  - [8] 徐航. 基于BAW的微质量传感器的设计及应用技术研究[D]. 上海:上海交通大学, 2012.
  - [9] 许夏茜,高杨,刘婷婷. BAW板上测试综述[J]. 中国测试, 2019, 45(2): 11-15.
  - [10] LUDWING R, BOGDANOV G. 射频电路设计-理论与应用[M]. 王子宇,王心悦,等译. 北京:电子工业出版社, 2013: 28-49.
  - [11] 徐兴福. ADS 2008 射频电路设计与仿真实例[M]. 北京:电子工业出版社, 2013: 67-68.
- (上接第154页)
- [3] XU H, SU Y, YANG H, et al. An accurate in-fixture measurement method for AlN film bulk acoustic resonators[J]. International Symposium on Information Science & Engineering, 2012, 8330 (1): 183-186.
  - [4] 高杨,蔡洵,贺学锋,等. 体声滤波器的片上测试与性能表征[J]. 压电与声光, 2015, 37(5): 729-733. GAO Yang, CAI Xun, HE Xuefeng, et al. On-wafer test and characterization of bulk acoustic wave filter [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2015, 37 (5): 729-733.
  - [5] 杨贺. 射频无源表面贴装元件的校准与测量技术的研究[D]. 成都:电子科技大学, 2014.
  - [6] HAMZE K, DE LEDINGHEN E, PASQUET D, 等.

# 基于新型声表面波单端对谐振器的生物传感器

齐晓琳<sup>1,2</sup>, 刘建生<sup>1</sup>, 何世堂<sup>1</sup>, 梁勇<sup>1</sup>

(1. 中国科学院声学研究所, 北京 100190; 2. 中国科学院大学, 北京 100490)

**摘要:**该文设计并制作了一种基于新型声表面波(SAW)单端对谐振器的金黄色葡萄球菌生物传感器,该传感器采用了叉指电极中间内置敏感区域的谐振器结构。首先基于微扰理论分析了 SAW 生物传感器的响应机理。然后结合耦合模理论分析,得到了该谐振器的频率响应曲线。通过网络分析仪测量,实际制作的 SAW 谐振器的频率响应与仿真结果一致,且具有高品质因数的优点。实验中采用该结构对金黄色葡萄球菌进行初步检测,结果表明检测结果线性度较好,为下一步实现 SAW 传感器特异性实时检测金黄色葡萄球菌奠定了基础。

**关键词:**声表面波传感器;单端对谐振器;敏感区域;高品质因数;金黄色葡萄球菌

**中图分类号:**TN384 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.003

## A Staphylococcus Aureus Biosensor Based on a Novel Surface Acoustic Wave One Port Resonator

QI Xiaolin<sup>1,2</sup>, LIU Jiansheng<sup>1</sup>, HE Shitang<sup>1</sup>, LIANG Yong<sup>1</sup>

(1. Institute of Acoustic, Chinese Academy of Science, Beijing 100190, China;

2. University of Chinese Academy of Science, Beijing 100490, China)

**Abstract:**Based on a novel surface acoustic wave (SAW) one-port resonator, a SAW Staphylococcus aureus (S. aureus) biosensor was designed and fabricated. This sensor adopted a resonator structure with a built-in sensitive area in the middle of the interdigital transducer(IDT). Firstly, we analyzed the response mechanism of SAW biosensor according to the perturbation theory. Then, by combining the coupling-of-modes (COM) theory, the frequency response curve of the resonator was obtained. The measured results of the network analyzer showed that the frequency response curve of SAW resonator was consistent with the simulation result, and the resonator had the advantage of high quality factor. This structure was used for preliminary detection of Staphylococcus aureus in the experiment, and the linearity of the detection results was good, which laid a foundation for the next step of realizing the specific real-time detection of S. aureus by SAW sensors.

**Key words:** surface acoustic wave(SAW) sensor; one-port resonator; sensitive area; high quality factor; Staphylococcus aureus

### 0 引言

声表面波(SAW)传感器是近年来发展起来的一种新型微声传感器,具有灵敏度高,易于集成和小型化,成本低,可大量生产等优点,具有极大的应用潜力<sup>[1-2]</sup>。近10多年来,SAW生物传感器被广泛应用于生物检测方面,如蛋白质检测、DNA检测、细菌检测和小分子检测等<sup>[3-5]</sup>。其中,金黄色葡萄球菌是一种兼性厌氧革兰氏阳性细菌,由 Dr. Alexander Ogston 于 1880 年发现。它在环境中广泛分布,可引起许多疾病,从轻微的皮肤感染到危及生命的疾病,如脓肿<sup>[6]</sup>、肺炎<sup>[7]</sup>、脑膜炎<sup>[8]</sup>、心内膜炎<sup>[9]</sup>和败血

症<sup>[10]</sup>。目前采用表面等离子体共振、荧光光谱、石英晶体微天平、电化学等方法来实现快速检测金黄色葡萄球菌。Xu 等<sup>[11]</sup>采用 SAW 传感器定量检测了金黄色葡萄球菌,通过实验对比发现,采用 Love 波检测可得更高灵敏度和更低检测下限。其采用的器件为延迟线结构,可提供单独的成膜区域,覆盖膜材料所引起声波衰减相对较小。但 SAW 延迟线插入损耗相对较大,品质因数 Q 较低。SAW 谐振器具有高 Q 和低损耗的优点,由它作为频控元件组成的振荡器易起振,且能获得良好的频率稳定度<sup>[12-13]</sup>,但谐振器很难提供单独的敏感膜成膜区

收稿日期:2019-08-17

基金项目:国家自然科学基金资助项目(11574345)

作者简介:齐晓琳(1990-),女,山东潍坊人,博士生,主要从事气体传感器及其响应机理进行理论研究、仿真和实验以及声表面波生物传感器的相关研究。通信作者:刘建生,主要从事声表面波滤波器、声表面波传感器的相关研究。E-mail: liujiansheng@mail.ioa.ac.cn.

域,限制了需要活性金膜的自组装敏感膜成膜方式的应用。因此,本文设计了一种新型 SAW 单端对谐振器,通过在叉指换能器(IDT)中间内置敏感区域,克服了传统谐振器的敏感膜成膜区域问题。同时在沉积敏感膜时避免敏感膜接触到叉指指条,以保证换能器性能和高品质因数不受影响,从而获得良好的频率稳定性,进而有助于提高 SAW 传感器的检测灵敏度和检测下限<sup>[14]</sup>。最后,采用此结构对金黄色葡萄球菌进行初步的检测实验。

## 1 SAW 响应机理

SAW 是一种在固体表面传播的非弹性色散波。由于其能量高度集中,大部分外界的扰动(如温度、湿度、质量、电磁场等)都会对 SAW 的速度及频率等参量产生影响。与传统敏感元件相比,SAW 器件具有尺寸小,价格低,精度、灵敏度及分辨率高等优点,从而在传感器领域得到了广泛的应用。根据微扰理论,SAW 共振频率变化量满足:

$$\Delta f = (k_1 + k_2) \rho h f_0^2 - k_2 h f_0^2 (\Delta \mu / v_R) \cdot [(\lambda + \mu) / (\lambda + 2\mu)] \quad (1)$$

式中: $k_1, k_2$ 为压电晶体的材料常数; $\rho, h$ 分别为敏感膜的密度和厚度, $\rho h = \Delta M_s / A$  ( $M_s$ 为敏感膜的质量, $A$ 为敏感膜的面积)为单位面积上敏感膜质量; $f_0$ 为器件中心频率; $v_R$ 为瑞利波的波速; $\lambda, \mu$ 皆为膜材料的 Lamé 常数。

只考虑质量负载效应,质量变化( $\Delta M_s$ )与共振频率变化量  $\Delta f$  间的关系为

$$\Delta f = -C f_0^2 \Delta M_s / A \quad (2)$$

式中: $C$ 为与基片材料相关的耦合常数; $f_0$ 为器件中心频率。

由式(2)可看出,单位面积质量的变化与传感器频率信号输出的偏移量呈线性关系。因此,通过观察频率信号的变化,可实现对金黄色葡萄球菌浓度的检测。

## 2 新型谐振器结构的设计与仿真

对于 SAW 传感器,影响其灵敏度和检测下限的因素主要是 SAW 振荡器的频率稳定度,即短期、中期和长期频率稳定性。影响短期频率稳定性的主要因素是 SAW 器件的损耗、 $Q$  值及放大器噪声系数等。而影响中期频率稳定性的主要因素通常是 SAW 器件压电基片温度特性,振荡器电路元件的老化直接影响振荡器的长期频率稳定性<sup>[14]</sup>。因此,针对金黄色葡萄球菌生物传感器,本文设计了新型 SAW 单端对谐振器,结构如图 1 所示。采用的  $128^\circ\text{-YX LiNbO}_3$  压电基片具有较高的机电耦合系数和相速度,金 IDT

覆盖在压电基片上。与传统 SAW 谐振器结构相比,其创新点在于 IDT 中间去掉部分叉指用于沉积敏感膜和检测目标物,这样可保证 IDT 的使用寿命,同时具有高品质因数的优点。

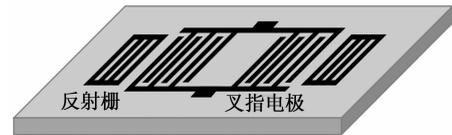


图 1 新型单端对 SAW 谐振器结构

根据以上创新设计,结合耦合模理论<sup>[15-16]</sup>和有限元软件 COMSOL 建立周期栅阵的三维模型<sup>[17]</sup>。通过模态分析、谐响应分析,可得到此结构的归一化输入导纳,从而得到参数  $f_{sc+}, f_{sc-}, f_{oc+}$  和  $f_{oc-}$ ,进而得到传播速度、耦合系数和激发系数。通过静态分析可得到静电场能量,因此,静电电容也可确定。以波长  $\lambda = 100 \mu\text{m}$ 、指条宽度  $a = \lambda/4$ 、指条厚度  $h = 190 \text{ nm}$  的周期结构为例,提取的归一化 COM 参量如表 1 所示。

表 1 周期结构的 COM 参量

COM 参量	计算结果
传播速度/( $\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ )	3 911.9
归一化耦合系数	-0.039 3
归一化激发系数/ $\Omega^{1/2}$	0.001 9
归一化静态电容/( $\text{nF} \cdot \text{m}^{-1}$ )	3.574 1

实际 SAW 器件可划分为若干具有周期或准周期结构的部分,每一部分可用一个  $\mathbf{P}$  矩阵来表示,如图 2 所示。图中, $P_1$  为两边叉指换能器 IDT 的长度, $P_d$  为叉指换能器之间间隙的长度, $P_g$  为反射栅的长度。 $\mathbf{P}$  矩阵只考虑其边界上的物理量,其  $\mathbf{P}$  矩阵元可由 COM 方程的解得到。在  $\mathbf{P}$  矩阵中,2 个声端口变量间的关系以散射矩阵( $\mathbf{S}$  矩阵)参数来描述,而电端变量以导纳矩阵( $\mathbf{Y}$  矩阵)来描述,描述电端口变量和声端口变量之间关系的矩阵单元则反映了电能和声能间的相互转换。

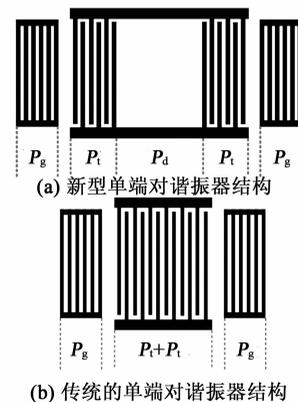


图 2 单端对谐振器  $\mathbf{P}$  矩阵级联示意图

根据网络参量转换关系,由  $Y$  可导出单端对 SAW 谐振器的理论频响为

$$S_{11} = \frac{(1 - Z_0 Y_{11})(1 + Z_0 Y_{22}) + Z_0^2 Y_{12} Y_{21}}{(1 + Z_0 Y_{11})(1 + Z_0 Y_{22}) - Z_0^2 Y_{12} Y_{21}} \quad (3)$$

式中: $Y_{11}, Y_{22}$  为输入导纳; $Y_{12}, Y_{21}$  为转移导纳; $Z_0 = 50 \Omega$  为电端口的特性阻抗。

本结构的 IDT 两侧的指条数均为 100,中间间隔为  $60\lambda$ ,两侧的反射栅指条数均为 100。换能器与反射栅的间距为  $0.5\lambda$ ,声孔径为  $50\lambda$ 。图 2(b)结构为传统单端对谐振器结构,与图 2(a)结构相比去掉了中间间隔区域。利用提取的耦合模参量,通过上述  $P$  矩阵级联的方式,分别得到两种结构的频率响应  $S_{11}$ ,结果如图 3 所示。对比图 3 中两条曲线可看出,本文所设计的新型单端对谐振器的  $Q$  高于传统单端对谐振器结构的  $Q$ 。

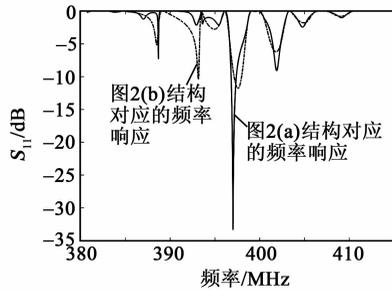


图 3 两种不同结构频率响应的仿真对比

### 3 实验与讨论

将金黄色葡萄球菌(ATCC 6538)从  $80 \text{ }^\circ\text{C}$  超低温冰箱取出融化,取  $20 \mu\text{L}$  细菌放入  $15 \text{ mL}$  离心管中,再向其加入  $3 \text{ mL}$  Luria-Bertani 液体培养基,拧上盖子(注意不要拧紧),用封口膜封好后放于  $37 \text{ }^\circ\text{C}$  的摇床内,以  $175 \text{ r/min}$  的转速培养  $18 \sim 20 \text{ h}$  将其染色并稀释 100 倍,再在 ZOE 荧光细胞成像仪下观察结果,如图 4 所示。

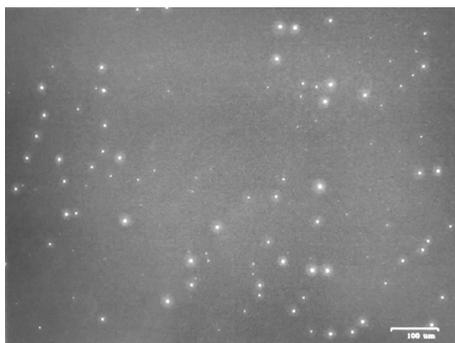


图 4 荧光细胞成像仪下的金黄色葡萄球菌

根据第 2 节中的仿真设计,实验中对指条厚为  $190 \text{ nm}$  的新型 SAW 谐振器进行了制备。SAW 器

件的制备采用半导体平面加工工艺,如图 5 所示。最终制得的 SAW 谐振器实物图如图 6 所示。

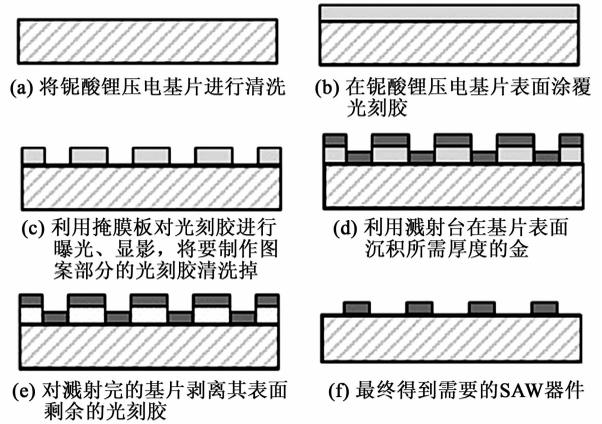


图 5 SAW 器件加工流程

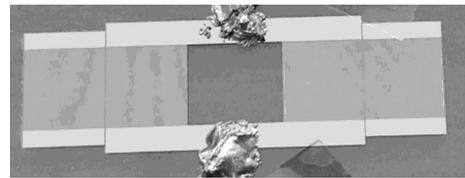


图 6 新型 SAW 谐振器器件

采用网络分析仪测量制作的新型单端对谐振器的响应频率,并与仿真结果进行对比分析,如图 7 所示。由图可知,仿真结果与实验结果吻合度高,在谐振频率附近插入损耗最大。该谐振器的实际测量谐振频率为  $39.614 \text{ MHz}$ ,对应的插入损耗为  $16.69 \text{ dB}$ , $Q=3561.65$ 。由图还可知,该谐振器具备换能器的高品质因数特性,同时又提供了单独的敏感区域,保证叉指电极区域不受污染。

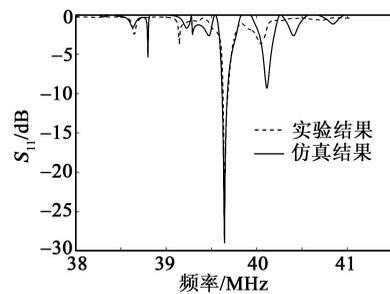


图 7 新型谐振器频率响应的仿真与实验对比图

采用微量移液枪量取  $2 \mu\text{L}$  体积浓度为  $10^9/\text{mL}$  的金黄色葡萄球菌水溶液,滴涂在单端对谐振器中间敏感区域,待水溶液蒸发干燥后,得到了对于负载不同质量的金黄色葡萄球菌所对应的谐振器频率偏移量。分别重复 3 次实验,将 3 次测量结果取平均值,并绘制频率响应曲线如图 8 所示。由图可发现,频率偏移量随着金黄色葡萄球菌质量负载的增加而不断增大。通过曲线拟合分析可得,实验结果呈现

较好的线性特性,拟合系数为 0.954 14。

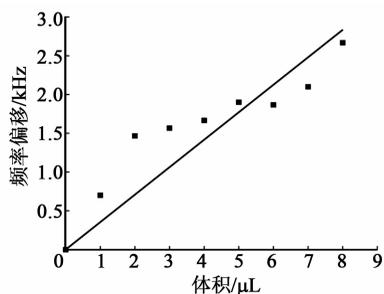


图8 负载不同质量金黄色葡萄球菌对应的频率偏移曲线

### 3 结束语

本文研究了采用新型声表面波单端对谐振器结构作为敏感元件的金黄色葡萄球菌生物传感器。传统 SAW 金黄色葡萄球菌生物传感器采用延迟线结构。本文使用的一种新型谐振器结构,具有提供单独敏感区域的优点,避免敏感膜污染叉指电极的电极,同时保证换能器性能和高品质因数不受影响,并通过理论仿真和实验研究加以证明。同时,利用该器件初步检测了不同质量负载金黄色葡萄球菌的频率偏移量,通过实验得到频率偏移与质量负载呈线性增长关系。在以后工作中,将结合外围振荡电路构成 SAW 生物传感器,并将修饰选择性敏感膜,可用来实现细菌的实时特异性检测。

### 参考文献:

- [1] LÄNGE K, RAPP B E, RAPP M. Surface acoustic wave biosensors: A review[J]. Analytical and Bioanalytical Chemistry, 2008, 391(5):1509-1519.
- [2] LEC R M. Acoustic wave sensors[J]. Archives of Acoustic, 2014, 21:179-194.
- [3] LIU J, HE S. Properties of Love waves in layered piezoelectric structures[J]. International Journal of Solids and Structures, 2010, 47(2):169-174.
- [4] BALLANTINE D S, MARTIN S J, RICCO A J, et al. Acoustic wave sensors and responses[M]. Manhattan: Academic Press, 1997.
- [5] 袁小平, 何杰, 刘荣贵, 等. 声表面波生物传感器发展与应用[J]. 压电与声光, 2014, 36(6):865-871.  
YUAN Xiaoping, HE Jie, LIU Ronggui, et al. Development and applications of SAW biosensor technology [J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2014, 36(6): 865-871.
- [6] KAPRAL F A, GODWIN J R, DYE E S. Formation of intraperitoneal abscesses by Staphylococcus aureus [J]. Infection & Immunity, 1980, 30(1):204-211.

- [7] ROBERTSON L, CALEY J P, MOORE J. Importance of Staphylococcus aureus in pneumonia in the 1957 epidemic of influenza A[J]. Lancet, 1958, 272(7040):233-236.
- [8] GORDON J J, HARTEK D H, PHAIR J P. Meningitis due to Staphylococcus aureus[J]. American Journal of Medicine, 1985, 78(6):965-970.
- [9] JR F V, BOUCHER H W, COREY G R, et al. Daptomycin versus standard therapy for bacteremia and endocarditis caused by Staphylococcus aureus. [J]. N Engl J Med, 2006, 355(7):653-665.
- [10] CROSS A S, ZIERDT C H, ROUP B, et al. A hospital-wide outbreak of septicemia due to a few strains of Staphylococcus aureus[J]. American Journal of Clinical Pathology, 1983, 79(5):598-603.
- [11] XU Z, YUAN Y J. Quantification of Staphylococcus aureus using surface acoustic wave sensors [J]. RSC Advances, 2019, 9(15):8411-8414.
- [12] 王睿, 张万里, 彭斌, 等. 谐振型 SAW 无线无源传感器的测试系统研究[J]. 压电与声光, 2016, 38(4):566-569.  
WANG Rui, ZHANG Wanli, PENG Bin, et al. Research on the measurement system for wireless passive resonant SAW sensors [J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2016, 38(4):566-569.
- [13] 蔡飞达, 李红浪, 柯亚斌, 等. 考虑封装的 SAW 谐振器式传感器仿真[J]. 压电与声光, 2019, 41(1):9-16.  
CAI Feida, LI Honglang, KE Yabin, et al. Study on simulation of SAW resonant sensor considering packaging [J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2019, 41(1):9-16.
- [14] 王文, 何世堂, 李顺洲. 一种新型高频率稳定性的 SAW 振荡器[C]//宁波: 全国压电和声波理论及器件技术研讨会, 2006.
- [15] HAUS H A, WRIGHT P V. The analysis of grating structures by coupling-of-modes Theory[C]//Boston, MA, USA: IEEE, 1980:277-281.
- [16] 刘建生, 何世堂. 声表面波耦合模模型参量的快速计算[J]. 声学学报, 2007, 32(4):323-327.  
LIU Jiansheng, HE Shitang. The fast calculation of the parameters of surface acoustic waves coupling of modes model [J]. Acta Acustica, 2007, 32(4):323-327.
- [17] HAO W, LIU J, LIU M, et al. Mass sensitivity optimization of a surface acoustic wave sensor incorporating a resonator configuration [J]. Sensors, 2016, 16(4):562.

文章编号:1004-2474(2020)02-0163-04

# 基于 SAW 技术的高精度频率测量仪设计与实现

陈心宇<sup>1</sup>, 曾融生<sup>1</sup>, 洪业<sup>1</sup>, 杨雨诺<sup>1</sup>, 孙科学<sup>1,2</sup>

(1. 南京邮电大学 电子与光学工程学院, 江苏 南京 210023; 2. 射频集成与微组装技术国家地方联合工程实验室, 江苏 南京 210023)

**摘要:**设计了一种基于现场可编程门阵列(FPGA)等精度测频与自动增益控制(AGC)电路的高精度声表面波测量仪,该测量仪通过声表面波传感器采集声波并转化为电信号,通过 AGC 电路与施密特触发器对信号限幅、整形,将其转化为可测频率的方波,最后利用 FPGA 测频电路实现对频率的测量,并将结果传送至单片机显示。测试结果表明,该测量仪能测量频率 100 Hz~100 kHz 的信号,系统的最大测量误差为 1.2%,测频范围广,精度高,稳定性好。

**关键词:**等精度测频;声表面波传感器;现场可编程门阵列(FPGA);自动增益控制(AGC)

**中图分类号:**TM935;TN710.9 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.004

## Design and Implementation of High Precision Frequency Measuring Instrument Base on SAW

CHEN Xinyu<sup>1</sup>, ZENG Rongsheng<sup>1</sup>, HONG Ye<sup>1</sup>, YANG Yunuo<sup>1</sup>, SUN Kexue<sup>1,2</sup>

(1. College of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications Nanjing 210023, China;

2. Nation-Local Joint Project Engineering Lab of RF Integration & Micropackage, Nanjing 210023, China)

**Abstract:** A high-precision surface acoustic wave measuring instrument based on FPGA equal precision frequency measurement and automatic gain control(AGC) circuits is designed. The measuring instrument collects the sound wave through the surface acoustic wave sensor and converts it into an electric signal and limits and shapes the signal through the AGC circuit and the Schmitt trigger to convert it into a square wave of the measurable frequency. Finally, the frequency measurement circuit is realized by the FPGA frequency measuring circuit, and the result is transmitted to the single chip microcomputer for display. The test results show that the instrument can measure the signal frequency in the frequency range of 100 Hz~100 kHz. The maximum measurement error of the system is 1.2%, the frequency range is wide, the precision is high, and the stability is good.

**Key words:** equal precision frequency measurement; surface acoustic wave sensor; field-programmable gate array (FPGA); automatic gain control(AGC)

### 0 引言

声表面波(SAW)传感器是一种用 SAW 器件作为传感元件的新型微声传感器<sup>[1]</sup>,通过测试 SAW 频率的变化能反映所测物理、化学等信息,并输出为电信号。而 SAW 传感器所发出信号幅值与现场可编程门阵列(FPGA)可接受的幅值范围不匹配,通常需对信号进行预处理,使其幅值稳在 FPGA 测频器件的接受范围内。等精度测量法可实现对信号频率的高精度测量。因此,本文设计了一种新型 SAW

传感测量仪,利用自动增益控制(AGC)<sup>[2]</sup>电路对 SAW 传感信号进行限幅处理,通过 FPGA 实现信号的频率测量,进而转换为所测物理、化学信息。该测量仪能处理幅值跨度较大的传感信号,测频范围为 100 Hz~100 kHz。

### 1 系统组成

图 1 为高精度 SAW 测量仪组成框图,其中传感器可为各类型 SAW 传感器。系统通过 SAW 传感器将待测信号转换为电信号,再将信号输入预处

收稿日期:2019-09-01

基金项目:国家自然科学基金资助项目(11304160);江苏省大学生创新创业训练计划基金资助项目(SZDG2018009);江苏省研究生实践创新计划基金资助项目(SJCX18\_0286)

作者简介:陈心宇(1998-),男,江苏南京人,硕士生,主要从事电子技术与智能信号处理的研究。孙科学(1981-),男,安徽界首人,副教授,硕士生导师,博士,主要从事电子电路设计、嵌入式系统与通信软件设计的研究。E-mail:sunkx@njupt.edu.cn。

理电路,对信号进行限幅、整形处理。系统中 FPGA 开发板采用 Xilinx Artix-7 XC7A35T 开发板,对其输入标准频率信号,使用等精度测量法测出待测信号频率,并输送至 STM32F103ZET 型号单片机。单片机模块用于控制 FPGA 电路测量频率、存储信号频率值及处理数据,并将处理后的数据传输至 LCD 显示屏。

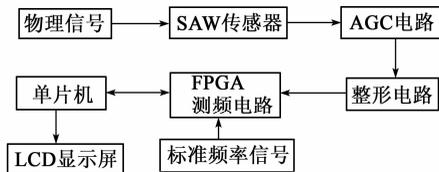


图 1 高精度 SAW 测量仪组成框图

## 2 系统设计

### 2.1 SAW 传感器实现信号采集

本设计中由 SAW 传感器采集待测信号。利用材料的压电效应及 SAW 传播特性受环境影响的原理制成 SAW 传感器,其基本结构有延迟线型和谐振型,二者均由压电基片、叉指换能器和发射栅共同构成。

SAW 传感器的工作原理<sup>[3-5]</sup>:传感器芯片由天线接收到读取器发来的电磁信号后,经叉指换能器转换成沿基片表面传播的机械波(即 SAW),SAW 遇到反射栅后部分被反射回换能器,经换能器转换成电信号返回读取器。返回信号的时延或谐振频率会受温度等的影响。通过检测返回信号的时延或频率变化,可得到物理量的变化,实现传感。

本文以 SAW 压力传感器为例,其压力  $p$  与测量频率  $\Delta f$  间的关系<sup>[6]</sup>为

$$\Delta f = mp \tag{1}$$

$$m = \frac{0.525 f_0 (\beta + 1) (1 - \mu^2) (a^2 - c^2)}{Eh^2} \tag{2}$$

式中: $f_0$  为压电材料不发生形变时频率  $f$  的理论值; $\beta$  为小于 1 的正比例常数; $\mu, a, c, E, h$  为与传感器内部结构相关的参数。

### 2.2 信号处理电路

#### 2.2.1 AGC 稳幅电路

图 2 为 AGC 电路原理图。AGC 的放大倍数  $A_V$  由控制电压  $V_C$  控制,该电路能自动控制  $A_V$ 。闭环系统中,通过检波器的电信号与比较器的参考电压  $V_{REF}$  相比,得到信号来控制  $A_V$ 。若输入电压  $V_I$  增大导致输出电压  $V_O$  增大时,环路通过增益控制电

压  $V_G$  的改变减小  $A_V$ 。同理,当  $V_I$  减小时,系统通过调节  $V_G$  增大  $A_V$ ,进而使得输出信号维持在一个固定的幅值<sup>[7-8]</sup>,达到自动控制放大器增益的效果。图 3 为 AGC 电路结构框图。

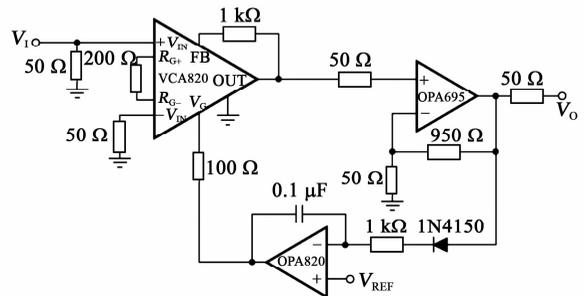


图 2 AGC 电路原理图

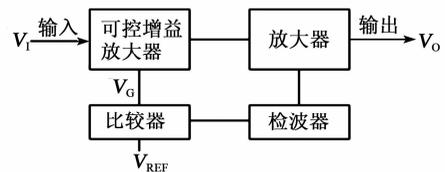


图 3 AGC 电路框图

#### 2.2.2 施密特触发器整形电路

施密特触发电路<sup>[9]</sup>是一种波形整形电路,当任何波形的信号进入电路时,输出在正、负饱和之间跳动,产生方波或脉波输出。不同于比较器,施密特触发电路有 2 个临界电压,且形成一个滞后区,在滞后范围内可防止噪声干扰电路的正常工作,便于精准测量信号频率。

图 4 为反相施密特触发器电路。运算放大器的饱和电压  $V_S$  由芯片供电电压决定,  $V_{F1}$  经由  $R_1$  和  $R_2$  分压后反馈到输入端。门限电压  $V_{IL}$  和  $V_{IH}$ 、 $R_1$  和  $R_2$  的关系为

$$V_{IL} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_S \tag{3}$$

$$V_{IH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_S \tag{4}$$

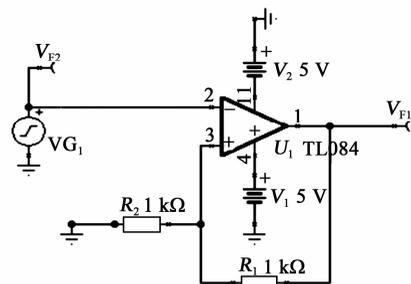


图 4 反相施密特触发器原理图

滞后电压  $V_Z$  为  $V_{IL}$  和  $V_{IH}$  间的电压差,即:

$$V_z = V_{IH} - V_{IL} = \frac{2R_1}{R_1 + R_2} V_s \quad (5)$$

反相施密特触发器能将输入的正弦波整形为相位相反、频率相同的的方波,其整形效果如图 5 所示。

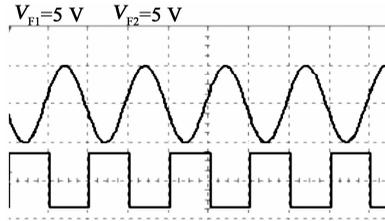


图 5 反相施密特触发器整形图

### 2.3 频率测量电路

利用 FPGA 实现等精度测频的主要原理<sup>[10]</sup>:采用频率准确的高频信号作为标准频率信号(周期为  $T_s$ ),保证测量的闸门时间为被测时间的整数倍,并在闸门时间内同时对标准信号脉冲  $N_s$  和待测信号脉冲  $N_x$  进行计数,实现整个频率测量范围内的测量精度相等,当标准信号频率很高,闸门时间足够长时,就可实现高精度的频率测量,其测量波形如图 6 所示。

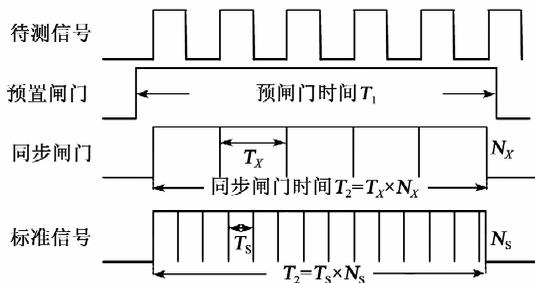


图 6 频率测量波形图

设待测信号频率为  $F_x$ ,标准信号频率为  $F_z$ ,读取到的待测信号脉冲数为  $N_x$ ,读取到的标准信号脉冲数为  $N_z$ 。测量时间均为  $t$ ,则有

$$\frac{N_x}{F_x} = \frac{N_z}{F_z} \quad (6)$$

待测信号频率为

$$F_x = \frac{F_z}{N_x \cdot N_z} \quad (7)$$

标准信号和待测信号分别从 BCLK 和 TCLK 输入,BZH 和 TF 分别对 BCLK 和 TCLK 进行计数。单片机通过接口 P2.5 将 FPGA 的 CL 端置为高电平,使 D 触发器处于准备状态,当 TCLK 上升沿到来时,触发 D 触发器将 START 端置 1,BZH

和 TF 同时开始计数,经过时间  $t$  后,单片机将 CL 端置为低电平,当下一个脉冲信号到来时,计数器停止计数,并将数据送入数据选择器后再将其传送到 DATA 端口,同时 START 端将高电平信号传入单片机,单片机接收到信号后通过 P0 读取 DATA 端的数据,其具体接口连接如图 7 所示。

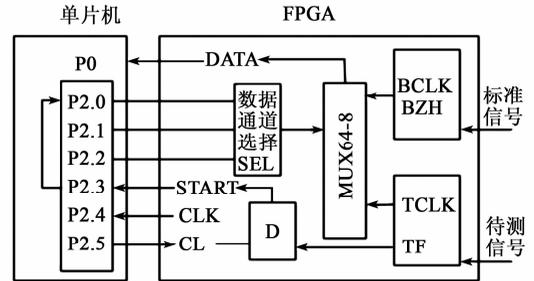


图 7 单片机与 FPGA 连接框图

### 3 实验设计与验证

将 AGC 稳幅模块与施密特触发器整形模块相连接,再将信号输出端口接入 FPGA 开发板。测试时,利用信号发生器发出待测信号来代替 SAW 传感器所发出的信号,待测信号经由测量装置后将测得频率输出至数码管进行显示,同时将最终信号输出至示波器进行验证。具体的测量装置如图 8 所示。

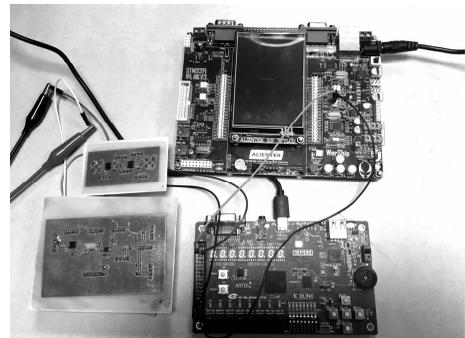


图 8 测量仪测试连接图

本次测试中,信号发生器输出 4 次频率不同的待测信号,利用测量装置得到的测试数据如表 1 所示。

表 1 测试结果

待测信号频率/Hz	测量频率/Hz	误差/%
150	151.2	0.800
1 000	988.0	1.200
50 000	50 472.0	0.944
500 000	501 600.0	0.320

由表 1 可看出,测量装置所测频率跨度较大,测得频率与示波器显示频率数值相近,最大误差为

1.2%,由此可知测量装置测频范围广,精度较高。

#### 4 结束语

本文设计的新型高精度 SAW 测量仪测量信号频率为 100 Hz~100 kHz,通过 SAW 传感器特性曲线图准确反应待测物理量的变化。测试表明,系统的最大测量误差为 1.2%,精度较高,可应用于对测量精度要求较高的系统中,实现数据的实时和同步传输。与传统频率测量相比,由于内嵌 AGC 稳幅电路和施密特触发器整形电路,该测量仪可对较大幅度范围内的信号整形测量。结果表明,该频率计系统具有测量精度高,测频范围广,运行功耗低,体积小,成本低等优点。

#### 参考文献:

- [1] 詹建徽,张代远. 传感器应用、挑战与发展[J]. 计算机技术与发展, 2013(8):118-121.  
ZHAN Jianhui, ZHANG Daiyuan. Sensor application, challenge and development[J]. Computer Technology and Development, 2013(8): 118-121.
- [2] 袁孝康. 自动增益控制与对数放大器[M]. 北京:国防工业出版社, 1987.
- [3] 潘小山,刘芮彤,王琴,等. 声表面波传感器的原理及应用综述[J]. 传感器与微系统, 2018,37(4):1-4.  
PAN Xiaoshan, LIU Ruitong, WANG Qin, et al. Overview of the principle and application of surface acoustic wave sensors[J]. Sensors and Microsystems, 2018, 37(4):1-4.
- [4] 李淑红,赵启大,廖继平,等. 声表面波气体传感器的检测优化设计[J]. 压电与声光, 2010,32(6):912-914.  
LI Shuhong, ZHAO Qida, LIAO Jiping, et al. Detection optimization design of surface acoustic wave gas sensor[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2010, 32(6):912-914.
- [5] 李济同,李媛媛,卢文科. 声表面波微力传感器信号处理电路的设计与仿真[J]. 传感技术学报, 2018,31(7):1054-1060.  
LI Jitong, LI Yuanyuan, LU Wenke. Design and simulation of signal processing circuit for SAW micro-force sensor[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2018, 31(7): 1054-1060.
- [6] 陈明,刘国锋. SAW 压力传感器的理论计算及推导[J]. 传感器技术, 1994(4):32-37.  
CHEN Ming, LIU Guofeng. Theoretical calculation and derivation of SAW pressure sensor[J]. Sensor Technology, 1994(4):32-37.
- [7] 董叶. 射频接收机的自动增益控制研究与设计[D]. 上海:复旦大学, 2012.
- [8] 周雪峰,安雷. 一种四通道 AGC 中频放大组件的设计研制[J]. 压电与声光, 2007,29(5):508-509.  
ZHOU Xuefeng, AN Lei. Design and development of a four-channel AGC IF amplifying component[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2007, 29(5):508-509.
- [9] 周云波. 施密特触发器电路及其改进[J]. 宝鸡文理学院学报(自然科学版), 2002(2):151-153.  
ZHOU Yunbo. Schmidt trigger circuit and its improvement[J]. Journal of Baoji University of Arts and Science(Natural Science Edition), 2002(2):151-153.
- [10] 李德明. 等精度多功能数字频率计[J]. 电子世界, 2012(10):115-116.  
LI Deming. Equal precision multi-function digital frequency meter[J]. Electronic World, 2012(10):115-116.

### 《压电与声光》免费索阅卡

姓名:\_\_\_\_\_ 职务:\_\_\_\_\_ 职称:\_\_\_\_\_ 单位:\_\_\_\_\_

地址:\_\_\_\_\_ 邮编:\_\_\_\_\_ 电话:\_\_\_\_\_

企业产品:\_\_\_\_\_

索阅期号:\_\_\_\_\_年\_\_\_\_\_月(每次仅限壹期)

复印有效

# 超导电路与体声波谐振器组成的量子 iSWAP 门方案

张凯旋<sup>1</sup>, 黄春晖<sup>1,2</sup>

(1. 福州大学 物理与信息工程学院, 福建 福州 350116; 2. 阳光学院 人工智能学院, 福建 福州 350115)

**摘要:**高保真度量子门的物理实现是量子计算和量子通信的关键技术之一。根据电路量子声动力学和量子电动力学,提出了由两个具有较长相干时间的超导 transmon qubit 和一个具有高机械品质因数的薄膜体声波谐振器组成的量子门方案,体声波谐振器起到类似微波光子通道的作用,使两个 transmon qubit 之间实现量子态交互。该文先用 Butterworth-van Dyke 模型分析体声波谐振器在方案中的等效电路,构建系统的量子化哈密顿量,再用二能级原子-声子混合量子态形式编码系统的量子态,通过调节外磁场来调控系统的输入态,系统的输出态可通过测量模块得到。在 Jaynes-Cummings 模型下,该系统能完成具有高保真度的量子相位交换(iSWAP)门操作。

**关键词:**超导量子比特;量子 iSWAP 门;体声波谐振器;保真度;COMSOL Multiphysics

**中图分类号:** TN628.1;O42 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.005

## Scheme of Quantum iSWAP Gate Composed of Superconducting Circuits and Bulk Acoustic Wave Resonator

ZHANG Kaixuan<sup>1</sup>, HUANG Chunhui<sup>1,2</sup>

(1. College of Physics and Information Engineering, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China;  
2. College of Artificial Intelligence, Yango University, Fuzhou 350115, China)

**Abstract:** The physical implementation of quantum gates with high fidelity is one of the key technologies of quantum computation and quantum communication. Based on the circuit quantum electrodynamics and circuit quantum acoustodynamics theory, a quantum gate scheme composed of two superconducting transmon qubits with long coherence time and a film bulk acoustic wave resonator (FBAR) with high mechanical quality factor is proposed in this paper. The bulk acoustic resonator acts as a microwave photon channel, which enables quantum state exchange between two transmon qubits. In this paper, the equivalent circuit of bulk acoustic resonator is analyzed by the Butterworth Van Dyke model, and the quantized Hamiltonian of the system is constructed, then the quantum state of the system is encoded in the form of two-level atom-phonon mixed quantum state. The input state of the system is controlled by adjusting the external magnetic field, and the output state of the system can be obtained by the measurement module. Under the Jaynes-Cummings model, the system can complete quantum iSWAP gate operation with high fidelity.

**Key words:** superconducting quantum qubit; quantum iSWAP gate; bulk acoustic wave resonator; fidelity; COMSOL Multiphysics

### 0 引言

量子计算和量子通信已成为现代电子与信息技术的发展目标之一,实际上量子计算是由高精度的物理系统所实现,该系统的硬件部分一般由量子逻辑门和量子存储器组成<sup>[1]</sup>,用于控制高复杂度纠缠量子态的时间演化。基于超导约瑟夫森结的固体态量子系统具有较长的相干时间、易于制造和扩展量

子比特(qubit)数目等特性,且可用制造现代集成电路的技术来制造该量子系统<sup>[2]</sup>,是设计量子逻辑门和量子计算系统的一个强有力候选者。众多量子门方案已在理论和实验上得到研究,包括利用2个电容耦合<sup>[3]</sup>的电荷量子比特(charge qubit)和2个电感耦合<sup>[4]</sup>的磁通量子比特(flux qubit)。设计量子受控非门(C-NOT),尤其是高精度的两位和三位量

收稿日期:2019-10-23

作者简介:张凯旋(1995-),男,安徽宿州人,硕士生,主要从事基于 Josephson 结的固体态量子芯片的研究。通信作者:黄春晖(1959-),男,教授,主要从事人工智能及光通信的研究。E-mail:hchuang@fzu.edu.cn。

子门也已被实验证实<sup>[5-6]</sup>。

与此同时,利用一维传输线谐振器耦合两个 charge qubit 构造量子相位交换 (iSWAP) 门<sup>[7-8]</sup> 和通过微纳机械谐振器耦合 charge qubit 与 flux qubit 构造量子 iSWAP 门<sup>[9]</sup> 同样被证实。但仅简单实现量子门功能是远不能满足量子计算的需求,实现高保真量子门尤为重要。在已有报道中,具有高机械品质因数 ( $Q > 3\ 500$ <sup>[10]</sup>) 的薄膜体声波谐振器 (FBAR) 耦合单个 qubit 的宏观量子系统中,体声波谐振器一般作为“冷却器”,使系统的量子态稳定在基态<sup>[11-13]</sup>,这为设计高保真度的量子门提供了新思路。因此,利用体声波谐振器与超导量子电路构造的混合系统可实现高保真度的量子门。

此外,Cleland 等<sup>[14]</sup> 和 Geller 等<sup>[15]</sup> 利用体声波谐振器作为一个高保真度的量子存储器 and 数据总线,在两个或多个相位量子比特 (phase qubit) 间产生纠缠态和量子门,但因 phase qubit 的相干时间较短,在相干时间内量子门有效操纵次数较低。因此,本文提出了一个新颖的量子 iSWAP 门构建方案,通过体声波谐振器耦合 2 个传输量子比特 (transmon qubit),其中体声波谐振器作为耦合器使 transmon qubit 间进行虚拟交互<sup>[7]</sup>。用体声波谐振器的 Butterworth-van Dyke 模型<sup>[16]</sup> 来理解与 qubit 间的耦合机制,简化了设计体声波谐振器物理参数的难度。此外,该谐振器可用制作约瑟夫森结的材料,如铝、氮化铝来制作,这种方案降低了制作量子 iSWAP 门的难度。同时,得益于 transmon qubit 较长的相干时间,在相干时间内本方案提高了有效执行 iSWAP 门操作的次数。

## 1 系统模型及其哈密顿量

图 1 为本方案的电路模型。图中,  $\Phi_{ei}$  ( $i = 1, 2$ ) 为超导环内的磁通量,  $\Phi_0 = h/(2e)$  为磁通量子,  $E_{Ji}$  ( $i = 1, 2$ ) 为约瑟夫森能,  $E_{Ci}$  ( $i = 1, 2$ ) 为约瑟夫森结的充电能,  $C_{Ti}$  为超导环的并联电容。芯片 1、2 通过 FBAR 连接,其中芯片 1、2 由 transmon qubit、外磁场驱动电路和测量电路组成,transmon qubit 由 2 个相同的约瑟夫森结和超导环路并联 1 个电容  $C_{Ti}$  ( $i = 1, 2$  是用于区分 2 个 qubit 及其相关参数) 组成<sup>[17]</sup>,穿过超导环内的外磁通量  $\Phi_{ei}$  用来调节 qubit 的跃迁频率  $\omega_{qi}$ ,transmon qubit 的哈密顿量为

$$\hat{H}_{Ti} = (\omega_{qi}\hbar/2)\hat{\sigma}_z^{(i)} \quad (1)$$

式中:  $\hat{\sigma}_z^{(i)}$  ( $i = x, y, z$ ) 为 Pauli 矩阵;  $\hbar = h/(2\pi)$  为约化普朗克常数。

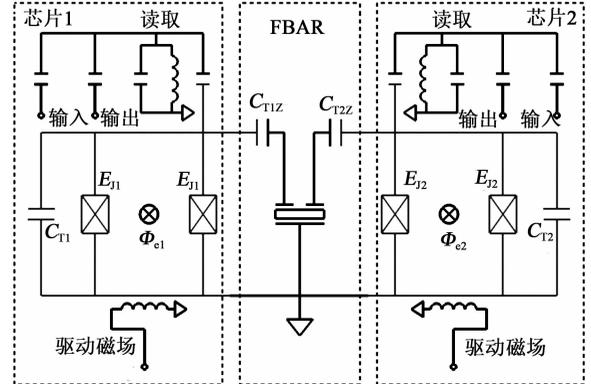


图 1 超导 transmon qubit 与 FBAR 混合量子门电路系统

理想的 FBAR 是由 3 个薄膜组成,本文采用 Al/AlN/Al 结构,即上、下层为 Al 电极层,中间压电层选用具有强压电效应的 AlN,其中上电极层有宽度为  $w$  的缝隙,其作用是避免 2 个 transmon qubit 直接连接,且  $w$  取值足够小时,不影响体声波谐振器的功能。在 1 个振荡周期中,AlN 压电层会随着垂直方向的表面电荷变化而收缩和伸展,导致压电层的厚度周期性变化如图 2(a) 所示。反之,压电层厚度的变化也会引起垂直方向的电荷变化。

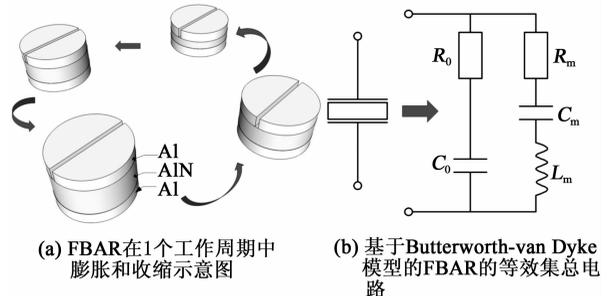


图 2 FBAR 在 1 个工作周期中膨胀和收缩示意图及基于 Butterworth-van Dyke 模型的 FBAR 的等效集总电路

用基于 Butterworth-van Dyke 模型的 FBAR 等效电路来阐述 FBAR 的工作机理,其等效电路如图 2(b) 所示。图中,  $R_0$  为介电损耗,  $C_m$  为等效机械电容,  $L_m$  为等效机械电感,  $R_m$  为等效机械损耗, FBAR 平行几何电容  $C_0 = \epsilon_r \epsilon_0 A/d$  (其中,  $\epsilon_r$  为压电层相对介电常数,  $\epsilon_0$  为真空介电常数,  $d$  为压电层的厚度,  $A$  为电极层 (Al) 面积)。无量纲的压电耦合系数为

$$k_{\text{eff}}^2 = \frac{\pi}{2} \frac{f_s/f_p}{\tan[\pi f_s/(2f_p)]} \approx \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{f_p - f_s}{f_p} \quad (2)$$

式中  $f_s, f_p$  分别为等效电路串、并联谐振频率,且

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_m C_m} \left(1 + \frac{C_m}{C_0}\right)} \quad (3)$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_m C_m}} \quad (4)$$

FBAR 的哈密顿量为

$$\hat{H}_m = \hbar\omega_m \hat{a}^\dagger \hat{a} \quad (5)$$

式中:  $\omega_m$  为与 FBAR 及 qubit 参数有关的参数;  $\hat{a}^\dagger$  为声子产生算符;  $\hat{a}$  为声子湮灭算符。

在系统中, FBAR 作为耦合器连接 2 个 qubit, 类似微波光子通道的功能, 使 2 个 qubit 间实现虚拟交互。在不考虑测量电路的影响时, 本系统的哈密顿量为

$$\hat{H}_s = \tilde{\omega}_m \hat{a}^\dagger \hat{a} + \sum_{i=1}^2 \frac{\tilde{\omega}_{qi}}{2} \hat{\sigma}_z^{(i)} - \sum_{i=1}^2 \tilde{g}_i \hat{\sigma}_x^{(i)} (\hat{a}^\dagger + \hat{a}) \quad (6)$$

式中  $\tilde{g}_i$  为 qubit  $i$  与 FBAR 的耦合强度。

## 2 量子 iSWAP 门的实现

在式(6)的基础上, 调节系统外电源使 qubit 工作在简并点处, 利用旋波近似消除快速振荡项, 该混合系统的 Jaynes-Cummings 模型为

$$\hat{H}_{JC} = \tilde{\omega}_m \hat{a}^\dagger \hat{a} + \sum_{i=1}^2 \frac{\tilde{\omega}_{qi}}{2} \hat{\sigma}_z^{(i)} - \sum_{i=1}^2 \tilde{g}_i (\hat{a}^\dagger \hat{\sigma}_-^{(i)} + \hat{a} \hat{\sigma}_+^{(i)}) \quad (7)$$

式(7)同样适用于任意数量的 transmon 耦合到同一个体声波谐振器的情况。假设 qubit 与体声波谐振器的失谐量很大, 为  $|\Delta_i| = |\tilde{\omega}_{qi} - \tilde{\omega}_m| \gg \tilde{g}_i$ , 这可有效避免激发 FBAR 的状态。引入如下变换绝热消除系统的 Jaynes-Cummings 交互<sup>[7]</sup>:

$$\hat{U} = \exp \left[ \frac{\tilde{g}_1}{\Delta_1} (\hat{a}^\dagger \hat{\sigma}_-^{(1)} - \hat{a} \hat{\sigma}_+^{(1)}) + \frac{\tilde{g}_2}{\Delta_2} (\hat{a}^\dagger \hat{\sigma}_-^{(2)} - \hat{a} \hat{\sigma}_+^{(2)}) \right] \quad (8)$$

保留参数  $\tilde{g}_i/\Delta_i$  到二阶, 得到有效哈密顿量为

$$\hat{H}_{2q} \approx \tilde{\omega}_m \hat{a}^\dagger \hat{a} + \sum_{i=1}^2 \frac{\tilde{\omega}_{qi}'}{2} \hat{\sigma}_z^{(i)} + \chi (\hat{\sigma}_+^{(1)} \hat{\sigma}_-^{(2)} + \hat{\sigma}_-^{(1)} \hat{\sigma}_+^{(2)}) \quad (9)$$

式中:  $\chi/(2\pi) = \tilde{g}_1 \tilde{g}_2 (\Delta_1 + \Delta_2)/(2\Delta_1 \Delta_2)$  为虚拟交互强度;  $\tilde{\omega}_{qi}' = \tilde{\omega}_{qi} + \tilde{g}_i^2/\Delta_i$ 。因此, 可把式(9)改写为

$$\hat{H}_{2q} = \hat{H}_0 + \hat{H}_{int} \quad (10)$$

式中最后一项可以理解为 qubit 的态位能通过体声波谐振器并暂时的存储在谐振器中, 之后该量子态位会通过 FBAR 以虚拟交互的方式传送到其

他的 qubit。在旋转坐标系下, 该混合电路的时间演化算子为

$$\hat{U}_{2q}(t) = \exp(-it\hat{H}_{int}/\hbar) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \chi t & i \sin \chi t & 0 \\ 0 & i \sin \chi t & \cos \chi t & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (11)$$

实际上, 无论体声波谐振器工作与否, 热激发引起体声波谐振器激发到第一激发态的数量(单声子)可表示为

$$p_1 = 2 \sinh \left( \frac{\hbar\omega_m}{2k_B T} \right) e^{-\frac{\hbar\omega_m}{2k_B T}} \quad (12)$$

式中  $T$  为环境温度。

本方案中, 体声波谐振器的频率为  $\omega_m/(2\pi) = 6.27$  GHz, 可得到  $\hbar\omega_m/k_B \approx 301$  mK, 在稀释制冷机作用下, 系统工作的环境温度可降低到 10 mK, 则  $p_1 \approx 8.467 \times 10^{-14}$ , 这意味着在热激发的作用下, 体声波谐振器在工作温度下第一激发态的数量很少, 只考虑热激发效应时, 可以认为体声波谐振器始终处于基态。

通过上述理论分析, 本系统在相互作用绘景下的物理模型可简化为两个二能级系统在单模光场下的相互作用<sup>[18]</sup>形式, 其能级结构如图 3 所示(设定  $\tilde{\omega}'_{q1} < \tilde{\omega}'_{q2} < \tilde{\omega}_m$ )。利用二能级原子-声子混合量子态形式编码系统量子态, 则为  $|\tilde{\omega}'_{q1}, \tilde{\omega}'_{q2}, \tilde{\omega}_m\rangle$ , 且 FBAR 处于基态, 系统的计算基为  $\{|000\rangle, |010\rangle, |100\rangle, |110\rangle\}$ , 量子态  $|000\rangle$  与量子态  $|110\rangle$  之间的能级差为  $|\tilde{\omega}'_{q1} - \tilde{\omega}'_{q2}|$ ; 量子态  $|100\rangle$  与量子态  $|010\rangle$  的能级差为  $|\tilde{\omega}'_{q1} - \tilde{\omega}'_{q2}|$ 。图 3 中, SB Q  $i$  为 qubit  $i$  的边带跃迁, 表示 qubit  $i$  与 FBAR 同时从基态跃迁到激发态。  $\gamma_{\downarrow i}$ 、 $\gamma_m$  分别为 qubit 的弛豫和 FBAR 的耗散。为了实现量子 iSWAP 逻辑功能, 首先对 qubit 1 中的超导环内施加一个脉冲, 使 qubit 1 处于激发态, 初始化系统处于  $|100\rangle$  量子态, 然后经过演化时间  $t_{iSWAP} = \pi/(2\chi)$ , 该系统将从量子态  $|100\rangle$  演化为  $|010\rangle$ , 产生一个量子 iSWAP 门。  $t = \pi/(2\chi)$  后, 时间演化算子的值为

$$U_{2q}[\pi/(2\chi)] = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & i & 0 \\ 0 & i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (13)$$

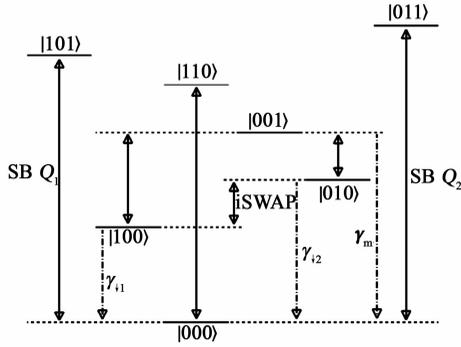


图3 超导混合量子门系统的相对能级及其本征态之间的相干和退相干

在此基础上,量子 iSWAP 门结合单 qubit 量子门能实现量子 C-NOT 门和高复杂的量子计算<sup>[19-20]</sup>。

### 3 系统参数设计及其数值仿真

下面介绍本系统的实验可行性。为了获得 FBAR 的  $f_s$ 、 $f_p$  和机械品质因数  $Q_m$ ,从而获得 FBAR 的等效电路参数,用有限元仿真软件 COMSOL Multiphysics 研究 FBAR 性质。FBAR 的仿真模型如图 4(a)所示。

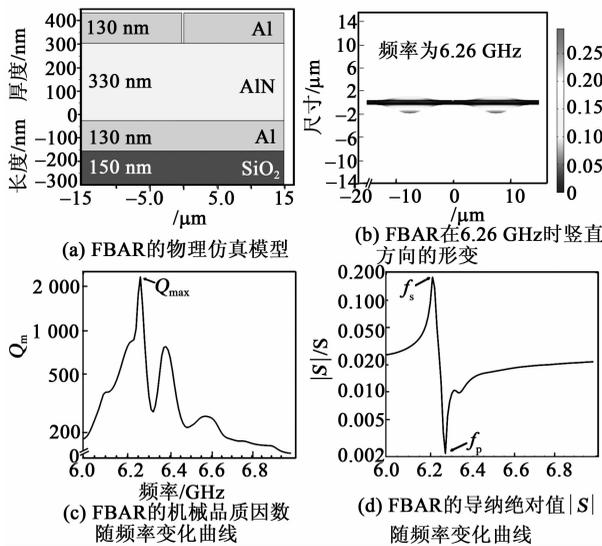


图4 FBAR 仿真模型及其仿真结果

$\text{SiO}_2$  衬底的纵向长为 150 nm; Al 电极层厚为 130 nm,顶层的 2 个 Al 电极间缝隙为 300 nm; AlN 压电层厚度  $d = 330$  nm。图 4(b)为仿真得到 FBAR 在特征频率为 6.26 GHz 时的表面形变。由图 4(c)可看出,在特征频率  $f_{\max} = 6.26$  GHz 时,FBAR 的  $Q_m$  达最大值为 2 345.88。通过仿真结果结合式(1)可计算出 FBAR 等效电路的各个参数,

如表 1 所示。

表 1 FBAR 的主要参数

$A/\mu\text{m}^2$	$d/\text{nm}$	$f_s/\text{GHz}$	$f_p/\text{GHz}$
300	330	6.21	6.27
$\epsilon_r$	$Q_m$	$C_0/\text{fF}$	$C_m/\text{fF}$
10.119 2	1 492.444 9	81.452 1	2.581 6
$[\omega_m/(2\pi)]/\text{GHz}$	$k_{\text{eff}}^2$	$L_m/\text{nH}$	
6.27	0.023 6	415.309 8	

根据文献[21-26]报道数据可知,本系统 2 个 transmon qubit 的选取参数为  $C_{Ti} = 56$  fF,  $C_{Tiz} = 37$  fF,  $E_{J1} = 15$  GHz,  $E_{J2} = 16$  GHz。通过 FBAR 的仿真结果可计算出  $\omega_{q1}/(2\pi) = 5.104 6$  GHz,  $\omega_{q2}/(2\pi) = 5.279 8$  GHz, FBAR 机械频率为  $\omega_m/(2\pi) = 6.27$  GHz。qubit-FBAR 的耦合能为  $g_1/(2\pi) = 49.772$  MHz,  $g_2/(2\pi) = 50.058 1$  MHz,则虚拟交互强度为  $\chi/(2\pi) \approx 2.351 2$  MHz。本系统实施一次 iSWAP 操纵时间  $t_{\text{iSWAP}} = \pi/(2\chi) \approx 0.106 33$   $\mu\text{s}$ 。典型的 transmon qubit 相干时间<sup>[2]</sup>  $T_2 = 10$   $\mu\text{s}$ ,这表明在不考虑体系耗散的情况下可有效执行  $N = T_2/t_{\text{iSWAP}} \approx 94.046$  次 iSWAP 操纵。

上述混合量子体系是理想情况下,但在实际实验中,器件的耗散不可避免,这其中包括 qubit 自身的弛豫和退相位、FBAR 的耗散、超导环路的量子隧穿耗散。本系统中,起到主导影响的耗散是 qubit 自身退相位和 FBAR 的耗散,为了验证本系统执行一次量子 iSWAP 门的可靠性,引入系统的主方程来验证本器件的保真度,其主方程为

$$\dot{\rho} = -\frac{i}{\hbar} [\hat{H}, \rho] + \hat{L}_m \rho + \hat{L}_q \rho \quad (14)$$

$$\hat{L}_m \rho = \gamma_m (\bar{n}_m + 1) D[a] \rho + \gamma_m \bar{n}_m D[a^\dagger] \rho \quad (15)$$

$$\hat{L}_q \rho = \sum_{i=1}^2 (\gamma_{\psi_i} D[\sigma_-] \rho + \gamma_{\phi_i} D[\sigma_z] \rho) \quad (16)$$

$$D[c] \rho = c \rho c^\dagger - c^\dagger c \rho / 2 - \rho c^\dagger c / 2 \quad (17)$$

式中:  $D[c] \rho$  为超算子;  $\bar{n}_m$  为热浴下 FBAR 的平均光子数,在 10 mK 下,  $\bar{n}_m \approx 0$ ,  $\gamma_m = \omega_m/Q_m$  是描述 FBAR 的耗散。根据 COMSOL Multiphysics 仿真结果可计算出  $\gamma_m/(2\pi) \approx 4.201$  MHz;  $\gamma_{\psi_i}, \gamma_{\phi_i}$  分别为 qubit  $i$  的弛豫和退相位率,在本系统中取  $\gamma_{\psi_i} = 0.01g_i, \gamma_{\phi_i} = 0.001g_i$ 。在不考虑 FBAR 的耗散时,且  $\bar{\omega}_m a^\dagger a$  不参与体系动力学,本系统的哈密顿量为

$$\hat{H}_{2q} = \sum_{i=1}^2 \frac{\bar{\omega}_{qi}}{2} \hat{\sigma}_z^{(i)} + \chi (\hat{\sigma}_+^{(1)} \hat{\sigma}_-^{(2)} + \hat{\sigma}_-^{(1)} \hat{\sigma}_+^{(2)}) \quad (18)$$

实施一次 iSWAP 操纵的过程层析 (process tomography) 如图 5 所示 (输入态为  $|100\rangle$ ), 图 5 为理想状态和考虑系统散耗的过程层析仿真结果。其中,  $mn$  ( $m = \{i, x, y, z\}, n = \{i, x, y, z\}$ ) 为  $m$  和  $n$  的张量积。

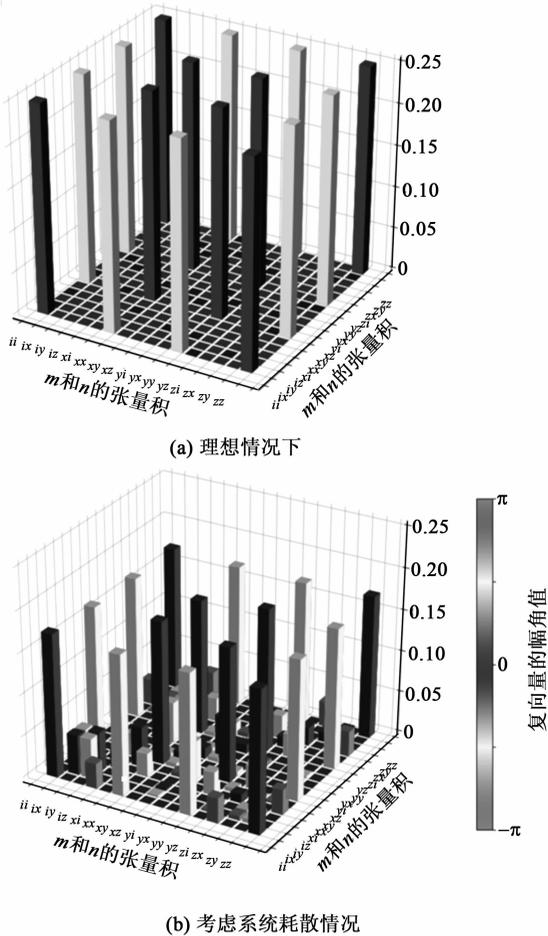


图 5 量子 iSWAP 门的过程层析

量子门的保真度是描述量子器件性能的一个重要指标,在仿真结果基础上对本系统的保真度进行了分析。理想的量子 iSWAP 门,当输入态为  $|100\rangle$  时,在  $t_{\text{iSWAP}}$  后系统的输出态为  $|010\rangle$ ,其输出态的密度矩阵  $\rho_1$  为

$$\rho_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

但在数值仿真时存在仿真误差,数值仿真的输出态密度矩阵为  $\rho_s$ ,不考虑系统耗散时保真度为

$$F = \frac{|\text{Tr}(\rho_s^\dagger \rho_1)|}{\sqrt{\text{Tr}(\rho_s^\dagger \rho_s) \cdot \text{Tr}(\rho_1^\dagger \rho_1)}} \quad (20)$$

由数值仿真结果可算出  $F=0.98147$ 。在考虑 FBAR 和 qubit 的耗散时,  $\gamma_m/(2\pi) \approx 4.201 \text{ MHz}$ ,  $\gamma_{vi}=0.01g_i, \gamma_{\varphi i}=0.001g_i$ ,数值仿真系统输出态的密度矩阵为  $\rho_D$ ,数值仿真保真度为

$$F = \frac{|\text{Tr}(\rho_D^\dagger \rho_s)|}{\sqrt{\text{Tr}(\rho_D^\dagger \rho_D) \cdot \text{Tr}(\rho_s^\dagger \rho_s)}} \quad (21)$$

根据式(21)得到其保真度为 0.96815,表明了本系统在执行一次 iSWAP 逻辑操纵时具有较高的可靠度。

#### 4 结束语

本文提出了超导量子电路与体声波谐振器混合系统实现高保真度量子 iSWAP 门的新方案,引入体声波谐振器的 Butterworth-van Dyke 模型,建立系统量子化的哈密顿量,体声波谐振器起到类似微波光子通道的作用,使得两个 transmon qubit 之间进行虚拟交互和量子态位传送,并产生量子 iSWAP 逻辑功能。采用最新已报道的实验数据,估算了体声波谐振器和 qubit 的具体参数,数值仿真表明执行一次 iSWAP 操纵所需时间约为 0.10633 ms,且考虑系统耗散时其保真度高达 0.96815。该方案降低了制作超导量子门的难度,也为设计和制造高保真量子逻辑门奠定了基础。

#### 参考文献:

- [1] WENDIN G. Quantum information processing with superconducting circuits: a review [J]. Reports on Progress in Physics, 2017, 80:106001.
- [2] GU X, KOCKUM A F, MIRANOWICZ A, et al. Microwave photonics with superconducting quantum circuits [J]. Physics Reports, 2017, 718:1-102.
- [3] YAMAMOTO T, PASHKIN Y A, ASTAFIEV O, et al. Demonstration of conditional gate operation using superconducting charge qubits [J]. Nature, 2003, 425 (6961):941-944.
- [4] LIU Y X, WEI L F, TSAI J S, et al. Controllable coupling between flux qubits [J]. Physical Review Letters, 2006, 96(6):067003.
- [5] PAIK H, MEZZACAPO A, SANDBERG M, et al. Experimental demonstration of a resonator-induced phase gate in a multi-qubit circuit QED system [J]. Physical Review Letters, 2016, 117(25):250502.
- [6] FEDOROV A, STEFFEN L, BAUR M, et al. Implementation of a Toffoli gate with superconducting circuits [J]. Nature, 2012, 481(7380):170-172.

- [7] BLAIS A, GAMBETTAL J, WALLRAFF A, et al. Quantum-information processing with circuit quantum electrodynamics[J]. *Physical Review B*, 2007, 75(3): 032329.
- [8] BLAIS A, HUANG R S, WALLRAFF A, et al. Cavity quantum electrodynamics for superconducting electrical circuits: An architecture for quantum computation[J]. *Physical Review A*, 2004, 69(6): 666-670.
- [9] GUO Y Q, JIANG N Q. Controllably coupling superconducting charge and flux qubits by using nanomechanical resonator [J]. *Chain Physics Letter*, 2017, 34: 050302.
- [10] CHU Y, KHAREL P, RENNINGER W H, et al. Quantum acoustics with superconducting qubits[J]. *Science*, 2017, 358: 199-202.
- [11] O'CONNELL A D, HOFHEINZ M, ANSMANN M, et al. Quantum ground state and single-phonon control of a mechanical resonator [J]. *Nature*, 2010, 464(7289): 697.
- [12] SANTOS J T, LI J, ILVES J, et al. Optomechanical measurement of a millimeter-sized mechanical oscillator approaching the quantum ground state[J]. *New Journal of Physics*, 2017, 19: 103014
- [13] WOOLLEY M J, EMZIR M F, MILBURN G J, et al. Quartz-superconductor quantum electromechanical system [J]. *Physical Review B*, 2016, 93(22): 224518.
- [14] CLELAND A N, GELLER M R. Superconducting qubit storage and entanglement with nanomechanical resonators[J]. *Physical Review Letters*, 2004, 93(7): 070501.
- [15] GELLER M R, CLELAND A N. Superconducting qubits coupled to nanoelectromechanical resonators: An architecture for solid-state quantum information processing [J]. *Physical Review A*, 2005, 71: 032311.
- [16] KUANGWOO N, YUNKWON P, BYEOUNGJU H, et al. Piezoelectric properties of aluminum nitride for thin film bulk acoustic wave resonator [J]. *Journal of the Korean Physical Society*, 2005, 47(92): S309-S312.
- [17] KOCH J, YU T M, GAMBETTA J, et al. Charge-insensitive qubit design derived from the cooper pair box [J]. *Physics*, 2007, 76(4): 538-538.
- [18] SCHUNCH N, SIEWERT J. Natural two-qubit gate for quantum computation using the XY interaction [J]. *Physical Review B*, 2003, 67: 032301.
- [19] IMAMOGLU A, AWSCHALOM D D, BURKARD G, et al. Quantum information processing using quantum dot spins and cavity-QED[J]. *Physical Review Letters*, 1999, 83(20): 4202-4207.
- [20] LIU Y X, WEI L F, NORI F. Measuring the quality factor of a microwave cavity using superconducting qubit devices [J]. *Physical Review B*, 2005, 72: 033818.
- [21] 王兰, 胡刚毅, 张瑞涛, 等. 一种宽频带 CMOS 高速锁相环 [J]. *微电子学*, 2018, 48(1): 1-4.  
WANG Lan, HU Gangyi, ZHANG Ruitao, et al. A broadband CMOS high speed phase locked loop [J]. *Microelectronics*, 2018, 48(1): 1-4.
- [22] LI J, SANTOS J T, SILLANPÄÄM A. High-precision displacement sensing of monolithic piezoelectric disk resonators using a single-electron transistor [J]. *Journal of Low Temperature Physics*, 2018, 191(5/6): 1-14.
- [23] YAN F, KRANTZ P, SUNG Y, et al. Tunable coupling scheme for implementing high-fidelity two-qubit gates [J]. *Phys Rev Appl*, 2018, 10: 054062.
- [24] LECOCQ F, SIMMONDS R W, AUMENTADO J, et al. Resolving the vacuum fluctuations of an optomechanical system using an artificial atom [J]. *Nature Physics*, 2015, 11(8): 635-639.
- [25] GUSTAFSSON M V, AREF T, KOCKUM A F, et al. Propagating phonons coupled to an artificial atom [J]. *Science*, 2014, 346(6206): 207.
- [26] PIRKKALAINEN J M, CHO S U, LI J, et al. Hybrid circuit cavity quantum electrodynamics with a micro-mechanical resonator [J]. *Nature*, 2013, 494: 211.

文章编号:1004-2474(2020)02-0173-05

# 基于双环系统的细步进频率合成器

沈文渊<sup>1</sup>,唐光庆<sup>2</sup>,杨清福<sup>1</sup>,穆晓华<sup>1</sup>,李庆洪<sup>1</sup>,蒋创新<sup>1</sup>

(1. 中国电子科技集团公司第二十六研究所,重庆 400060;2. 空军装备部驻重庆地区军事代表室,重庆 400060)

**摘要:**针对小数分频锁相的整数边带杂散问题提出了一种基于双环系统的细步进频率合成方法。根据变参考抑制小数分频整数边带杂散的工作原理,采用一级整数分频锁相环与一级小数分频锁相环级联的方法共同构成细步进频率合成系统,通过软件算法调整第一级锁相环的  $N$  分频值和  $M$  参数,最终实现全频段杂散指标最优。结果表明,根据该方法设计的宽带(带宽为 4~8 GHz)、细步进(1 kHz)的频率合成器,其实测杂散优于 75 dBc,相位噪声在 1 kHz 处优于 -96 dBc/Hz,跳频时间小于 47  $\mu$ s。

**关键词:**锁相环(PLL);小数分频;频率合成器;整数边带;相位噪声

**中图分类号:**TN65 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.006

## A Fine Step Frequency Synthesizer Based on Double Loop System

SHEN Wenyuan<sup>1</sup>, TANG Guangqing<sup>2</sup>, YANG Qingfu<sup>1</sup>, MU Xiaohua<sup>1</sup>, LI Qinghong<sup>1</sup>, JIANG Chuangxin<sup>1</sup>

(1. The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China;

2. Military Representative Office of Air Force Equipment Department in Chongqing, Chongqing 400060, China)

**Abstract:** A fine step frequency synthesis method based on double loop system is proposed to solve the integer sideband spur problem of fractional frequency division phase lock. According to the working principle of variable reference to suppress fractional frequency integer sideband spurs, a fine step frequency synthesis system is formed by cascading a first-order integer frequency division phase-locked loop(PLL) and a first-order fractional frequency division PLL. The  $N$  frequency division and  $M$  parameters of the integer PLL are adjusted through software algorithms, and finally the full frequency band spurs index is optimized. A broadband (bandwidth:4-8 GHz) fine step (1 kHz) frequency synthesizer is designed according to the proposed method. The measured spurs is better than 75 dBc, phase noise is better than -96 dBc/Hz at 1 kHz, and frequency hopping time is less than 47  $\mu$ s.

**Key words:** phase-locked loop(PLL); fractional- $N$ ; frequency synthesizer; integer sideband; phase noise

### 0 引言

频率合成器是雷达、通信、导航、电子对抗等电子系统的核心部件,其作用是利用高稳的参考信号作为基准,通过一系列的倍频、分频和混频等变频处理产生电子系统所需特定射频信号。频率综合器的频率带宽、跳频步进、相位噪声及杂散抑制等指标直接影响电子系统的功能和性能。现代军事电子系统对频率综合器的综合性能提出了越来越高的要求,宽频带、细步进、低相噪、低杂散、低功耗和小型化成为频率合成器的主要发展趋势。锁相频率合成因具有宽频带、低功耗及易于程控等优势而广泛应用于现代军用电子系统中<sup>[1-4]</sup>。

本文研究并设计了一种双环级联的锁相频率合

成器,实现了宽带、细步进和低杂散的指标要求。该方案中,第一级锁相环采用 HITTITE 的集成锁相环芯片 HMC830 产生频率  $f_{ref}$  作为第二级锁相环的参考输入,第二级锁相环采用 ADF41513 + HMC586 通过小数分频锁相最终产生 4~8 GHz 宽带频率信号输出,频率步进 1 kHz。通过优化  $f_{ref}$  的值来消除小数分频锁相所带来的杂散问题,实现全频段范围内杂散指标优于 75 dBc。

### 1 细步进锁相的原理

锁相频率合成作为一种间接频率合成法广泛应用于通信和雷达领域,经典的锁相环(PLL)系统由鉴相器(PD)、环路滤波器(LF)和压控振荡器(VCO)构成,如图 1 所示。

收稿日期:2019-10-22

作者简介:沈文渊(1989-),男,重庆人,高级工程师,硕士,主要从事频率合成器、低相噪频率源等技术的研究。

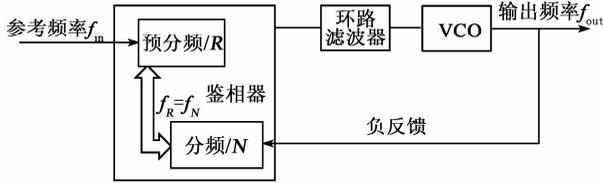


图1 锁相环结构原理图

PLL 通过负反馈的相位控制系统进行输入参考信号与 VCO 输出反馈信号进行相位比较, 然后通过鉴相器给出误差电压或电流经环路滤波器滤波处理后, 产生一个稳定电压来控制 VCO 的频率输出  $f_{out}$ 。当负反馈环路稳定而进入锁定状态后, VCO 输出频率与参考频率完全同步。目前, 主流的数字鉴相器集成了参考输入的预分频数  $R$  和反馈输入的  $N$  分频, 通过数字程控  $R$  和  $N$  的取值而实现 PLL 输出频率  $f_{out}$  的变化, 即

$$f_{out} = f_{in} \times \frac{N}{R} = \frac{f_{in}}{R} \times N = f_{ref} \times N \quad (1)$$

式中:  $f_{ref} = f_{in}/R$  为鉴相频率;  $f_{in}$  为参考频率。

因此, 锁相频率合成方式通过选择宽带 VCO 器件, 并控制数字鉴相器  $R$  和  $N$  的取值, 易实现宽带的频率合成输出。

PLL 根据分频  $N$  值的不同可分为整数分频锁相和小数分频锁相两大类。整数分频的  $N$  取值为整数, 此时 VCO 输出的锁定频率为  $f_{ref}$  的整数倍。一般  $f_{ref}$  越小, 环路滤波器对鉴相泄露杂散抑制能力越弱。当  $f_{ref} \geq 1$  MHz 时, 通过环路滤波器仿真调试及特殊频点陷波处理, 可实现 70 dBc 左右的鉴相泄露抑制。如果鉴相频率再减小, 鉴相泄露杂散很难满足工程应用中对杂散指标的要求。因此, 一般整数分频的  $f_{ref} \geq 1$  MHz, 即频率步进不小于 1 MHz。

小数分频锁相即  $N$  取值为小数, 设  $N$  值分为整数部分  $N_{int}$  和小数部分  $N_{frac}$  之和, 即

$$N = N_{int} + N_{frac} \quad (2)$$

此时 VCO 输出锁定频率为

$$f_{out} = f_{ref} \times N_{int} + f_{ref} \times N_{frac} \quad (3)$$

$N_{frac}$  的取值与鉴相器的小数分频位数相关。目前市面上主流的小数分频鉴相器如 ADI 公司的 ADF41513, HMC704, 以及国产振芯电子的 GM4704 等芯片均可达 24 位, 换算过来即小数分频的精度小于 1 Hz。因此, 理论上小数分频可实现 VCO 频率范围内的任意细步进频率输出<sup>[5-6]</sup>。

## 2 小数分频杂散分析及双环锁相方案

小数分频锁相是基于脉冲移除技术实现的。假设一个频率为  $f_k$  的信号  $u(t)$  每隔  $T_k$  的时间移除  $F$  个周期, 则输出信号  $v(t)$  每  $T_k$  时间就会输出  $f_k \times T_k - F$  个脉冲, 即  $f_{out} = f_k - F/T_k$ 。因此, 通过改变  $F$  和  $T_k$  可实现小数分频。这里  $T_k$  可通过对  $f_{ref}$  的  $A$  分频得到, 当信号锁定时, 鉴相器预分频后输入与输出频率相等, 即

$$f_{ref} = (f_{out} - F/T_k)/N_{int} \quad (4)$$

$$f_{out} = (N_{int} + N_{frac})f_{ref} = N_{int} \times f_{ref} + \frac{F}{A}f_{ref} \quad (5)$$

式中  $A = T_k/f_{ref}$ 。图 2 为脉冲移除原理。

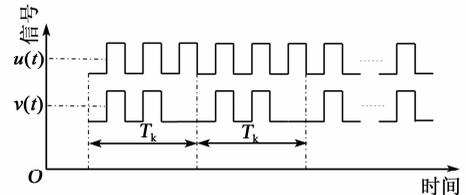


图2 脉冲移除原理

通过小数分频的原理可发现, 小数分频锁相可解决整数分频方式由于  $f_{ref}$  不能无限制减小而造成频率步进较大的问题, 即解决了高频分辨率和  $f_{ref}$  间的矛盾。

小数分频锁相输出频率由整数部分和小数部分组成, 也因此带来了 PLL 整数边界杂散 ( $N_{int} \times f_{ref}$ ) 和小数杂散 ( $1 \times f_{ref}/N_{frac}, 2 \times f_{ref}/N_{frac}, \dots$ ) 问题, 整数边界杂散和小数杂散离中心频率很近, 很难通过外部环路滤波器滤出, 严重情况近端小数杂散仅比输出主频率信号电平低 10~20 dB, 严重影响通信系统的整体性能, 直接限制了其在工程中的应用。因此, 针对小数分频杂散问题需要新的技术加以解决。

对于小数杂散问题可通过  $\Sigma$ - $\Delta$  调制技术来解决<sup>[7-9]</sup>, 该技术通过对杂散进行整形, 将杂散从低频段推到高频段, 进而通过环路滤波器进行滤出。目前主流的小数分频鉴相器均集成了  $\Sigma$ - $\Delta$  调制技术。因此, 可较好地解决小数分频带来的小数杂散问题, 但对于整数边界杂散  $\Sigma$ - $\Delta$  调制技术无法有效解决。目前解决方法大多采用数字频率合成器 (DDS) 作为参考源, 用作小数分频锁相环  $f_{ref}$  的参考输入<sup>[10]</sup>, 通过 DDS 改变小数分频锁相环输入  $f_{ref}$ , 从而避开较近的整数边界杂散点, 由于较远处杂散可通过环路

滤波器滤除,因此,最终达到消除整数边界杂散的目的。一种典型的 DDS 参考锁相原理框图如图 3 所示。

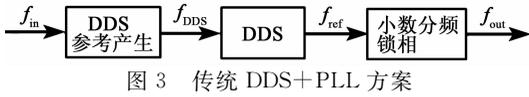


图 3 传统 DDS+PLL 方案

图 3 方案可解决小数分频锁相的杂散问题,但由于 DDS 也需参考频率  $f_{\text{DDS}}$  输入,因此,还需增加额外的 DDS 参考产生电路,通常采用梳谱倍频滤波或单环锁相实现,该方式在成本、体积和功耗方面均需增加较大的额外开销。由于宽带细步进的小数分频频点数量大,DDS 控制程序较复杂,也增加了较大的软件开销。因此,本文设计了一种低成本、低功耗的双环锁相系统,该系统设计思路是采用一级锁相环来代替 DDS 实现变参考的目的。该方案实现框图如图 4 所示。第一级 PLL(PLL1)采用整数分频方式实现变参考,第二级 PLL(PLL2)采用小数分频实现细步进。通过改变 PLL1 的输出频率,进而实现第二级小数分频锁相环的变参考目的,最终实现第二级小数分频锁相环的整数边界杂散的优化。与图 3 相比,该方案可节省一半以上的空间体积和功耗,实现了小型化的宽带细步进频率合成。

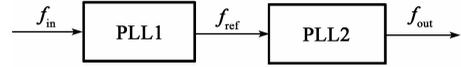


图 4 双环细步进锁相方案

### 3 双环细步进频率合成器设计

首先根据工程实用的需求提出如下双环细步进频率合成器拟达到的技术指标要求:输入参考信号频率为 100 MHz;输出频率为 4~8 GHz;输出频率步进为 1 kHz;相位噪声  $\leq -95$  dBc/Hz@1 kHz;杂波抑制  $\geq 70$  dB;跳频时间  $\leq 50 \mu\text{s}$ 。

#### 3.1 硬件方案设计

双环系统的细步进频率合成器采用一级整数分频锁相环(PLL1)和一级小数分频锁相环(PLL2)级联实现。PLL1 采用 HITTITE 公司的 HMC830 集成 VCO 锁相芯片,该芯片的归一化噪声基底为  $-227$  dBc/Hz,输出频率覆盖  $25 \sim 3\,000$  MHz,芯片封装尺寸为  $6\text{ mm} \times 6\text{ mm}$ ,通过该集成芯片可实现设计的小型化。第二级小数分频锁相环芯片采用 ADI 公司的 ADF41513 鉴相器及 HITTITE 的 HMC586 型 VCO 芯片。ADF41513 型鉴相器反馈频率最高可到  $26.5$  GHz,归一化噪声基底优于  $-234$  dBc/Hz。具体设计方案如图 5 所示。图 6 为鉴相器内部分频比设置示意图。

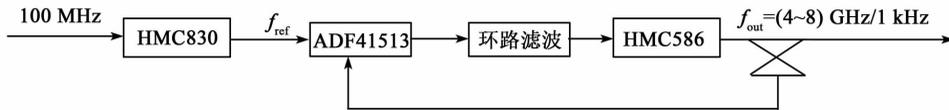


图 5 细步进双环锁相设计框图

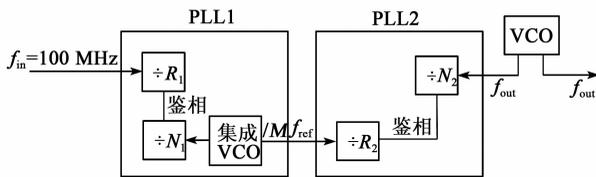


图 6 双环锁相分频比设置示意图

双环系统最终输出频率与两级鉴相器的  $R$  分频和  $N$  分频均有关,即

$$f_{\text{out}} = f_{\text{in}} \times \frac{N_1}{R_1} / M \times \frac{N_2}{R_2} \quad (6)$$

式中: $f_{\text{in}}=100$  MHz; $N_1/R_1$ 为第一级整数分频锁相环分频比; $M$ 为 HMC830 的 VCO 输出的分频数; $N_2/R_2$ 为第二级小数分频锁相环的分频比,其中  $N_2$  为小数。

在实际设计中,固定  $R_1$  和  $R_2$  不变,双环系统输出最终频率确定的情况下,给出一个  $N_1/M$  值,则

可计算出  $N_2$ 。即通过改变  $N_1$  和  $M$  值,可实现小数分频锁相环  $f_{\text{ref}}$  的改变,实现不同  $f_{\text{out}}$  对应参考信号  $f_{\text{ref}}$  的调整,进而实现消除整数边带杂散的目的。该双环频率合成系统硬件电路实现简单,以最低的成本和功耗实现变参考,从而解决小数分频整数边带杂散的问题。

#### 3.2 软件方案设计

基于双环系统的细步进频率合成器的软件部分设计重点在于:通过  $N_1/R_1$  选择来避开第二级 PLL 小数分频所带来的整数边带杂散。本方案控制部分采用现场可编程门阵列(FPGA)硬件,基于硬件描述语言最终实现。

首先对全频段  $4 \sim 8$  GHz 进行分段处理,假设总共分段数为  $W$  段,每段频率带宽  $\Delta f = 4\,000/W$  (MHz)。每段内采用相同的  $N_1/M$  值,通过给定的

$N_1$  和  $M$  计算对应输出频率的  $N_2$  值。这里设第一个输出频点值为 4 000 MHz, 第二个频率点为 4 000 MHz+1 kHz, 依次类推, 那么第  $k$  个频点对应频率值为

$$f_k = 4\,000\text{ MHz} + (k - 1) \times 1\text{ kHz} \quad (7)$$

第  $k$  个频点对应的频段数  $i$  ( $1 \leq i \leq W$ ) 可表示为

$$i = \left[ \text{INT} \left( \frac{k/10^3}{\Delta f} \right) - 1 \right] \quad (8)$$

式中 INT 表示取整。

第  $k$  个频点对应输出频率值的  $N_2$  值为

$$N_{2i} = \frac{f_k}{f_{in}} \times R_1 \times R_2 \times \frac{M_i}{N_{1i}} \quad (9)$$

根据计算的  $N_2$  值, 通过 FPGA 对 2 个 PLL 的  $R_1$ 、 $N_1$  和  $R_2$ 、 $N_2$  寄存器进行配置, 然后测试输出最终频率的杂散, 如果杂散指标不满足要求, 则调整  $N_1$  和  $M$  值直至满足, 通过这种方式找出所有频段杂散满足指标的  $N_1$  和  $M$  值。图 7 为算法示意图。表 1 为优化后的输出前 6 段频率对应取值表。

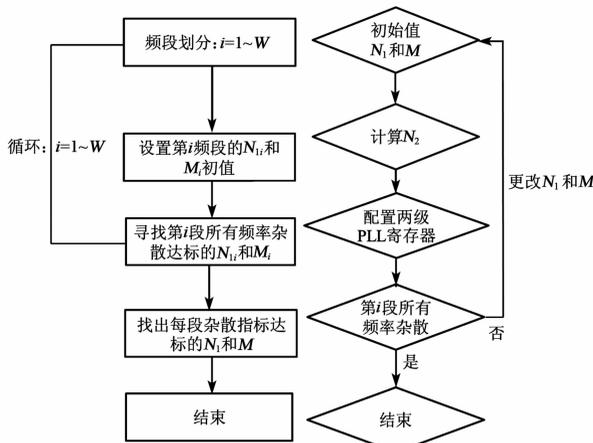


图 7 双环锁相软件设计流程图

表 1 1~6 段优化后的  $N_1$ 、 $M$  及  $f_{ref}$

段号	输出频率/MHz	$N_1$	$M$	$f_{ref}/\text{MHz}$
1	4 000~4 020	55	8	343.750 0
2	4 020~4 040	39	6	325.000 0
3	4 040~4 060	40	6	333.333 2
4	4 060~4 080	41	6	341.666 8
5	4 080~4 100	55	8	343.750 0
6	4 100~4 120	50	8	312.500 0

#### 4 双环系统的细步进频率合成器性能分析

按照前文所述设计方案对双环系统的细步进频率合成器进行电路和结构设计, 加工实物如图 8 所示, 产品总尺寸为 40 mm×40 mm×10 mm, 该体积

中包含了两级锁相环硬件电路、+12 V 电源处理电路和 FPGA 控制电路, 频率合成器总功耗为 2.6 W。

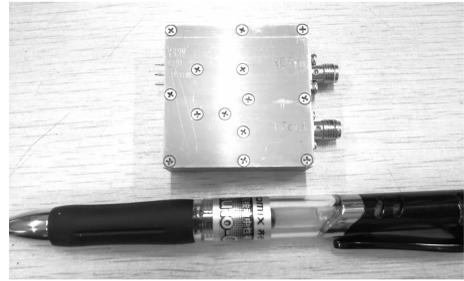


图 8 产品实物图

图 9、10 分别为工作频带内任选 4 个频点: 4 000 375 kHz, 5 311 094 kHz, 6 883 958 kHz 和 7 999 988 kHz 的频谱图。图 9 中频谱仪分辨率带宽设为 5 MHz, 图 10 中频谱仪频宽设为 20 MHz。由图 9、10 可看出, 所测试频率杂散均优于 75 dBc。

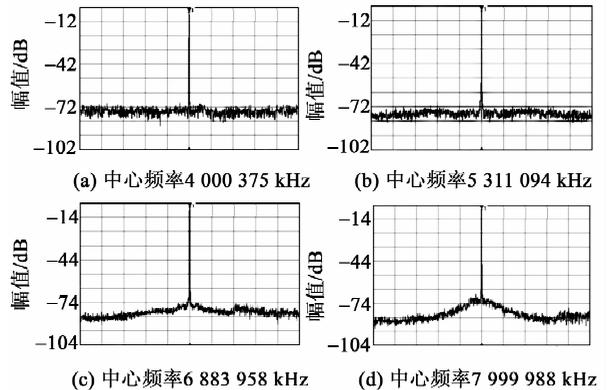


图 9 分辨率带宽为 5 MHz 频谱测试图

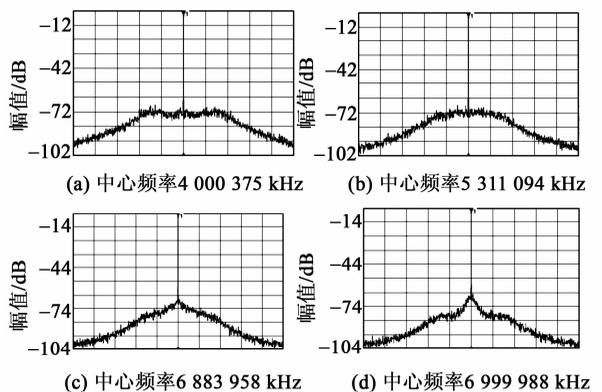


图 10 分辨率带宽为 20 MHz 频谱测试图

图 11 为中心频率不同、频宽 100 MHz 时的频谱测试图。综合图 9~11 可知, 本文提出的双环系统细步进锁相方案可消除小数分频锁相所带来的整数边带杂散, 实现了宽带、细步进合高杂散抑制的频率合成输出。

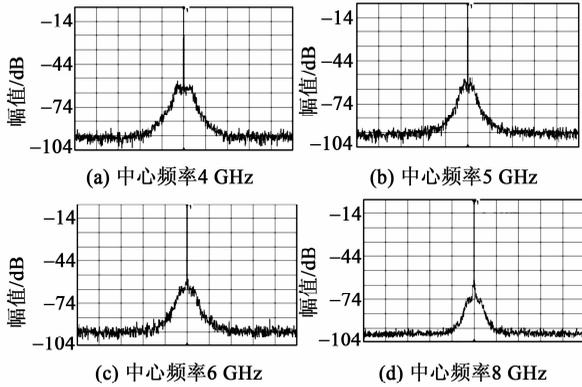


图 11 分辨率带宽为 100 MHz 频谱测试图

图 12、13 分别为该频率合成器的相位噪声和跳频时间实测结果。由图 12、13 可看出,频率合成器相位噪声优于  $-96 \text{ dBc/Hz}@1 \text{ kHz}$ ,跳频时间小于  $47 \mu\text{s}$ ;实测指标与拟达到对比如表 2 所示。由表可知,所有指标均达到预期值。

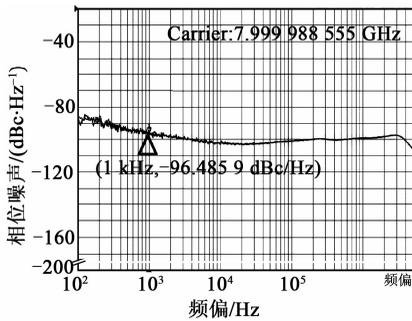


图 12 输出频率 8 GHz 时相位噪声测试曲线

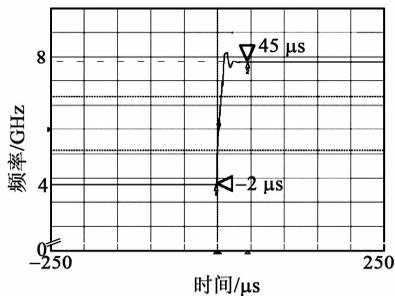


图 13 输出频率 4~8 GHz 间跳频时间测试图

表 2 频率综合器拟达到指标与实测指标对比

指标名称	指标值	实测值
输出频率/GHz	4~8	4~8
输出步进/kHz	1	1
杂散抑制/dBc	$\geq 70$	$\geq 75$
相位噪声@1 kHz/(dBc · Hz <sup>-1</sup> )	$\leq -95$	-96
跳频时间/ $\mu\text{s}$	$\leq 50$	47

### 5 结束语

本文介绍了一种基于双环系统的宽带细步进频

率合成方法,该方法采用两级级联锁相环的方式,解决了在细步进的情况下小数分频锁相所带来的整数边带杂散问题。根据该方法设计的频率合成器模块实测结果表明,4~8 GHz 全频段范围内杂散抑制可达 75 dBc,相位噪声优于  $-96 \text{ dBc/Hz}@1 \text{ kHz}$ ,跳频时间小于  $47 \mu\text{s}$ ,满足系统对频率合成信号高质量的要求。此外,该方案还具有小型化、低成本、低功耗、设计简单等优点。通过该方案易对输出频率范围进行拓展,具有极高的实用价值和较好的应用前景。

### 参考文献:

- [1] TIERNEY J, RADER C M, GOLD B. A digital frequency synthesizer[J]. IEEE Transactions Audio and Electroacoustic, 1971,19(1):48-57.
- [2] PAMARTI S, GALTON I. Phase-noise cancellation design tradeoffs in sigma-delta fractional-n PLLs[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2003, 50(11):829-838.
- [3] 穆晓华,沈文渊.基于 HBAR 的 X 波段低相噪频率合成方法[J]. 压电与声光,2015,37(6):923-925. MU Xiaohua, SHEN Wenyuan. HBAR-based frequency synthesis at the X band with low phase noise[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2015,37(6):923-925.
- [4] 陈旭辉,李进阳,李希密,等.一种 Ku 波段小步进低相噪频率源设计[J]. 舰船电子对抗,2018,41(5):90-94.
- [5] 郁金华,祁育成. 小数分频频率综合器研究[J]. 现代雷达, 2009,31(10):86-90.
- [6] 高杰. 宽带小步进频综的小数分频 PLL 解决方案[J]. 电子设计工程,2014,22(13):187-190.
- [7] 叶宝盛,符明飞,王晓安. 一种基于  $\Sigma\text{-}\Delta$  调制小数分频 PLL 的低杂散宽带频率合成器设计[J]. 通信对抗, 2015,34(1):38-41.
- [8] 戚举,方玉明,王仲勋,等. 低频大功率振动能量采集器研究进展[J]. 微电子学,2018,48(1):93-97. QI Ju, FANG Yuming, WANG Zhongxun, et al. Progress of low frequency high power vibration energy harvester [J]. Microelectronics (Chinese), 2018, 48(1):93-97.
- [9] 闫冲,王强,李晓慧,等. 基于小数分频锁相环的低杂散频率源设计[J]. 电子质量,2019,01:65-69.
- [10] 张文峰,刘武广,宋翔宇. 基于多环锁相宽带细步进频率合成器的设计[J]. 电子设计工程, 2013,21(6): 142-144.

文章编号:1004-2474(2020)02-0178-04

# 一种联合补偿的动态相位噪声优化设计方法

成斌,沈文渊,叶锋,穆晓华,蒋创新

(中国电子科技集团公司第二十六研究所,重庆 400060)

**摘要:**针对晶体振荡器相位噪声指标振动恶化问题设计了一种无源隔振和有源加速度补偿的联合补偿方案。该方案首先采用两级橡胶减震器实现良好的无源隔振,优化了晶振在 300 Hz 外的动态相位噪声;同时采用有源加速度电补偿方式弥补了无源隔振系统在近端(约 220 Hz)谐振问题,优化了 10~200 Hz 的动态相位噪声。振动试验实测结果表明,该联合补偿法使晶振动态相位噪声指标在偏离载波 10~2 000 Hz 时均得到了 15~35 dB 的优化效果。

**关键词:**晶体振荡器;相位噪声;联合补偿;频率综合器;加速度

**中图分类号:**TN65 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.007

## An Optimal Design Method of Dynamic Phase Noise Based on Combined Compensation

CHENG Bin, SHEN Wenyuan, YE Feng, MU Xiaohua, JIANG Chuangxin

(The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China)

**Abstract:** A combined compensation scheme for passive vibration isolation and active acceleration compensation is designed to improve the deterioration of dynamic phase noise of crystal oscillator. In this solution, a two-stage rubber shock absorber is used to realize good passive vibration isolation and optimize the dynamic phase noise of crystal vibration beyond 300 Hz. At the same time, the active acceleration electric compensation method is utilized to make up the resonance problem of the passive vibration isolation system at the near end (about 220 Hz), and the dynamic phase noise of 10~200 Hz is optimized. The results of the vibration experiment show that the combined compensation method can optimize the dynamic phase noise of crystal oscillator by 15~35 dB from the range of 10 Hz to 2 000 Hz away from the carrier.

**Key words:** crystal oscillator; phase noise; combined compensation; frequency synthesizers; acceleration

### 0 引言

随着国防工业现代化的发展,各种车载、机载和弹载电子设备对频率综合器性能提出了越来越高的需求,相位噪声作为表征频率综合器输出信号质量的核心指标,在频率综合器指标设计体系中占据核心地位。且相位噪声属于振动敏感指标,机载火控雷达、合成孔径雷达(SAR)成像导引头等应用场景均为强振动环境,在这种环境中频率综合器会受到来自环境中的振动干扰,引起相位噪声指标显著恶化,进而影响整机性能。振动条件下测得频率综合器输出信号的相位噪声称为动态相位噪声,如何提高频率综合器的动态相位噪声指标已成为当今国防工业急需解决的重要课题<sup>[1-2]</sup>。

晶体振荡器(晶振)作为一种高性能信号源已被广泛应用于频率综合器中产生基准信号。晶振作为振动敏感器件,其输出信号动态相位噪声指标的恶化直接导致频率综合器最终输出信号的动态相位噪声变差。目前,国内抗振研究主要集中于无源补偿方式,即采用橡胶减振器、金属减振器等对振动量级进行隔离和衰减。由于无源减振系统的谐振频率为几十到几百赫兹,对输出信号相位噪声偏离载波几百赫兹外减振效果明显,而在 100 Hz 内的动态相位噪声无明显效果,甚至还会恶化。

本文重点研究晶振的动态相位噪声优化设计方法,提出了一种无源隔振补偿和有源加速度电补偿联合补偿方案,在偏离载波 10~2 000 Hz 内,振动均方根量级为 17.9 g ( $g=9.8 \text{ m/s}^2$ ) 的强振动条件

收稿日期:2019-11-13

作者简介:成斌(1982-),男,湖南人,高级工程师,硕士,主要从事频率合成器和抗振频率源等技术的研究。

下实现动态相位噪声优化 15~35 dB。

### 1 动态相位噪声恶化原理

晶振产生基准信号(如 10 MHz,100 MHz 等)后通过频率综合器倍频、混频变换产生其他频率信号供系统使用。晶振在振动环境下会产生应力弛豫效应,引起振荡频率的扰动;这种频率扰动表现为振动加速度频率对晶振输出信号频率的调制<sup>[3-4]</sup>。晶振频率在振动环境下的调制可表示为

$$f(\mathbf{a}) = f_0 \times (1 + \mathbf{F} \cdot \mathbf{a}) \quad (1)$$

式中: $f(\mathbf{a})$ 为振动下的输出频率; $f_0$ 为静态条件下的输出频率; $\mathbf{F}$ 为加速度灵敏度; $\mathbf{a}$ 为加速度的合成矢量且满足:

$$\mathbf{a} = A \cdot \cos(2\pi f_v t) \quad (2)$$

式中: $A$ 为加速度峰值; $f_v$ 为随机振动频率。

将式(2)代入式(1)可得:

$$f(\mathbf{a}) = f_0 + \mathbf{F} \cdot A f_0 \cdot \cos(2\pi f_v t) \quad (3)$$

设晶振输出信号的幅度为

$$V(t) = V_0 \cos \varphi(t) \quad (4)$$

式中  $\varphi(t)$  为频率对时间的积分,且:

$$\varphi(t) = 2\pi \int_0^t f(h) dh \quad (5)$$

式中  $h$  为时间积分变量。

将式(3)代入式(5)可得

$$\varphi(t) = 2\pi f_0 t + \left(\frac{\Delta f}{f_v}\right) \cdot \sin(2\pi f_v t) \quad (6)$$

式中  $\Delta f = \mathbf{F} \cdot A f_0$ 。

将式(6)代入式(4),用贝塞尔级数展开,并忽略高阶项近似可得:

$$\ln(f_v) \approx 20 \lg \left[ \frac{(\mathbf{F} \cdot A) f_0}{2 f_v} \right] \quad (7)$$

将式(7)对数表示为单边带相位噪声功率谱密度,简单改写可得晶振的动态相位噪声为

$$L(f) = 20 \lg \left( \frac{\mathbf{F} \cdot A f_0}{2 f} \right) \quad (8)$$

式中  $A = \sqrt{2 \cdot PSD}$ ,  $PSD$  为随机振动功率谱密度; $f$  为相对于  $f_0$  的偏移频率。

从式(8)可看出,动态下相位噪声只与晶振的  $\mathbf{F}$  和  $PSD$  相关,而与晶振静态相位噪声指标无关。因此,改善晶振动态相位噪声只能从  $\mathbf{F}$  和  $PSD$  着手。

在频率综合器内设计晶振减振结构,晶振实际承受的  $PSD$  为

$$PSD = PSD_u \cdot T_A \quad (9)$$

式中: $PSD_u$ 为外界施加于频率综合器的加速度功率

谱密度; $T_A$ 为减振结构的传递系数。

由式(9)可知,在电路硬件结构确定的条件下对内部振动敏感器件采取有效机械减振措施,并最大限度地减小减振系统的  $T_A$ ,是提高晶振抗振性能的一种有效措施<sup>[5-6]</sup>。

### 2 动态相位噪声优化方案

下面以一种 SAR 成像体制雷达抗振需求为例介绍本文联合补偿的动态相位噪声优化设计方案,具体要求如下:

1) 动态相位噪声要求。100 MHz 晶振输出信号动态相位噪声指标要求达到 -90 dBc/Hz@10 Hz、-105 dBc/Hz@100 Hz 和 -130 dBc/Hz@1 kHz。

2) 随机振动条件如表 1 所示。

表 1 随机振动谱密度 ( $g=9.8 \text{ m/s}^2$ )

序号	频率/Hz	谱密度/( $g^2 \cdot \text{Hz}^{-1}$ )	振动量级/g
1	20	0.005 1	
2	80	0.023 0	
3	215	0.118 7	
4	254	0.900 0	
5	273	0.900 0	
6	291	0.112 5	
7	378	0.112 5	17.9
8	411	1.320 0	
9	440	1.320 0	
10	495	0.390 0	
11	727	0.390 0	
12	850	0.048 8	
13	2 000	0.048 8	

设计中选择晶振固有的加速度灵敏度为  $1 \times 10^{-9}/g$ ,工作频率为 100 MHz,在此基础上进行联合抗振补偿设计。

#### 2.1 无源减振方案设计

采用无源隔振系统对晶振进行振动补偿的抽象模型如图 1 所示。图中, $m$  为被减振器件的质量, $k$  为机械减振器的劲度系数, $c$  为机械减振器的阻尼系数, $x_0$  为振动器件位移, $u_0$  为隔振系统的振动幅值。

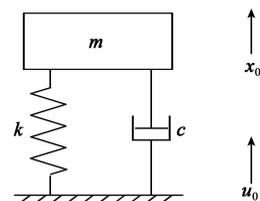


图 1 机械振动隔振模型

当外界振动为垂向谐振  $u = u_0 \sin(\omega t)$  时,被减振晶体振荡器的运动方程为

$$m\ddot{x} + (\dot{x} - \dot{u}) + k(x - u) = 0 \quad (10)$$

设式(10)的特解瞬时位移  $x = x_0 \sin(\omega t - \varphi)$ , 通过拉普拉斯变换求解方程(10)可得系统传递系数为

$$T_A = \frac{x_0}{u_0} = \frac{\sqrt{1 + \left(2\xi \frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right) + \left(2\xi \frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} \quad (11)$$

式中:  $\xi = c/c_c$  为阻尼比,  $c_c = 2\sqrt{km}$  为临界阻尼;  $\omega$  为振动角频率;  $\omega_n = \sqrt{k/m}$  为系统固有频率。

式(11)可反映出减振效果,当频率比  $\omega/\omega_n < \sqrt{2}$  时,  $T_A > 1$ , 响应振幅大于激励振幅,系统发生共振,隔振系统产生放大作用。当  $\omega/\omega_n > \sqrt{2}$  时,  $T_A < 1$ , 减振起作用,随着  $\omega/\omega_n$  的增大,  $T_A$  不断减小,减振效果越来越好<sup>[3]</sup>。本文为了优化无源减振效果,采用两级橡胶减振垫实现,通过配合选择两级减振垫的材料和安装方式,最大限度的减小  $T_A$  值,最终优化晶振的动态相噪,两级隔振安装方式如图 2 所示。

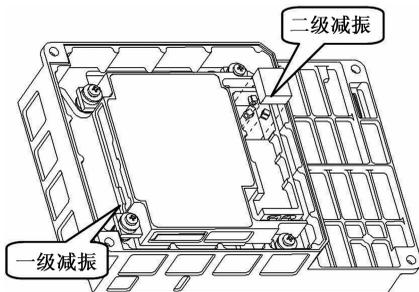


图 2 两级无源隔振结构模型

将两级无源隔振结构模型导入有限元分析软件 ANSYS 进行仿真分析,其分析结果如图 3 所示。

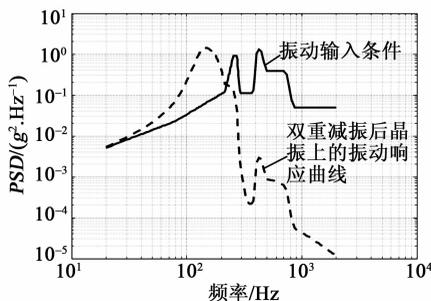


图 3 两级隔振结构的仿真曲线

图 4 为无源减振系统对振动量级的传递函数。由图 4 可看出,在振动频率大于 222 Hz 时,晶振上的振动量值开始小于输入振动的量值,外界激振频

率为 1 000 Hz 时,系统的传递率约为 0.1%; 在外界激振频率约 100 Hz, 系统传递率为 1 000%, 即放大大约 10 倍。

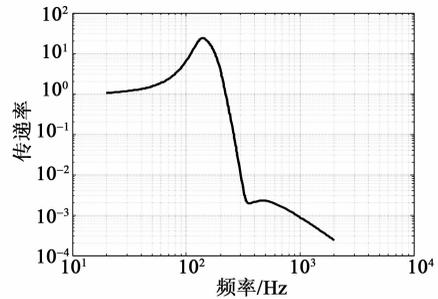


图 4 两级隔振结构的传递率

### 2.2 有源电补偿方案

通常的晶振设计均预留 VT 管脚可对晶振输出频率进行压控调节。式(1)所述晶振在振动过程中输出频率会被外界振动频率调制,进而导致晶振输出信号动态相位噪声指标恶化。反之,有源加速度补偿方案通过对晶振 VT 管脚进行电压补偿来达到优化近端相噪的目的。

经有源加速度电补偿的晶体谐振器输出频率为

$$f(a) = f_0 + f_0 \cdot \Gamma \cdot a - (V_a - V_0) \cdot K_v \quad (12)$$

式中:  $V_a$  为振动条件下的补偿电压;  $V_0$  为静态下晶振压控电压初始值;  $K_v$  为晶振的电压和频率调整系数。

由式(12)可知,补偿装置完全抵消振动对晶振频率的影响需要附加的补偿电压为

$$V_a = f_0 \cdot \Gamma \cdot a / K_v + V_0 \quad (13)$$

理论上补偿装置可测得此时的  $a$ , 根据式(13)给出  $V_a$ , 可实现对加速度效应的完全补偿。

在实际设计中,晶振的  $\Gamma$  和  $a$  均为三维矢量, 试验时可进行标量化简化处理, 然后可根据试验结果加以修正, 即:

$$\Gamma \cdot a = \Gamma_x \cdot a_x + \Gamma_y \cdot a_y + \Gamma_z \cdot a_z \quad (14)$$

式中  $\Gamma_x, a_x, \Gamma_y, a_y, \Gamma_z, a_z$  分别为  $x, y, z$  轴对应的加速度灵敏度和加速度的分量。

图 5 为有源加速度电补偿方案具体实现方式。首先通过加速度传感器采集  $a$  与  $V_a$  数据, 然后拟合  $V_a$  与  $a$  之间的公式, 通过振动量级计算出相应的  $V_a$ , 并将需要补偿的电压值写入控制器, 对晶振 VT 电压进行实时的振动补偿。最后上机测试验证并进行公式修正, 最终实现最优的电补偿效果。

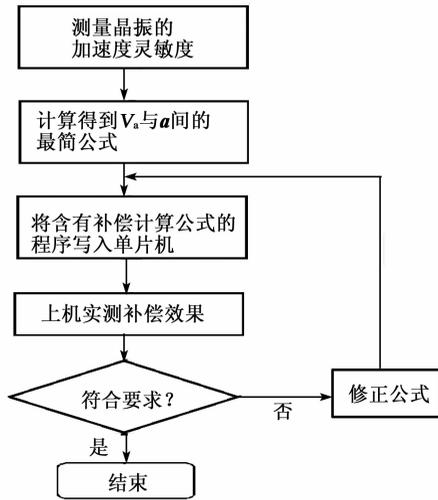


图 5 有源加速度电补偿实现方案

通过以上加速度电补偿的方式,实现晶振信号近端动态相噪的改善,抵消无源补偿方法中  $T_A > 1$  的放大部分,最终实现晶振在  $10 \sim 2\,000$  Hz 的动态相位噪声指标优化。

### 3 联合补偿系统性能分析

图 6 为联合补偿的动态相位噪声测试。相位噪声测试采用安捷仑公司的信号源分析仪 E5052B。

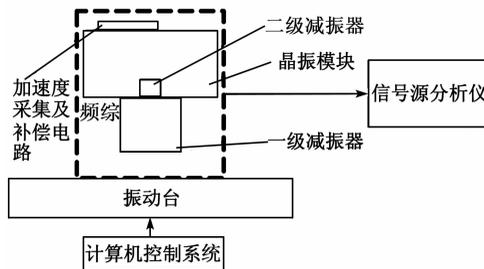


图 6 动态相噪测试框图

频率综合器模块不进行抗振处理(硬振)实测晶振  $100\text{ MHz}$  输出信号相位噪声曲线如图 7 所示。由图可知,动态相位噪声测试值为  $-65\text{ dBc/Hz}@10\text{ Hz}$ ,  $-83\text{ dBc/Hz}@100\text{ Hz}$  和  $-106\text{ dBc/Hz}@1\text{ kHz}$ ,比指标要求值差约  $30\text{ dB}$ 。

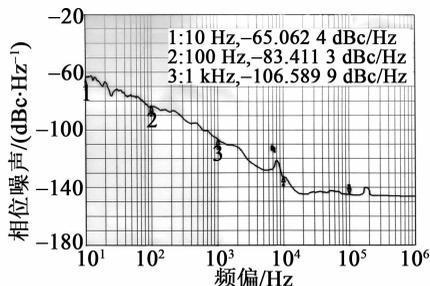


图 7 晶振硬振信号动态相噪曲线

采用本文所述的无源隔振和有源电补偿联合抗振设计方法,对频率综合器晶振模块实施联合补偿后实测动态相噪曲线如图 8 所示。表 2 为联合补偿效果对比。

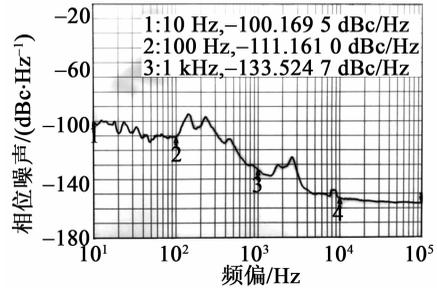


图 8 联合补偿后晶振信号动态相噪曲线

表 2 联合补偿效果对比

频偏/ Hz	无补偿振动相噪/ (dBc · Hz <sup>-1</sup> )	联合补偿振动 相噪/(dBc · Hz <sup>-1</sup> )	优化 效果/dB
10	-65	-100	35
100	-83	-110	27
200	-85	-100	15
1 000	-106	-133	27

由图 8 和表 2 可知,联合补偿法在振动频率为  $100\text{ Hz}$  处相位噪声指标改善了  $27\text{ dB}$ ,主要是有源电补偿起作用; $200\text{ Hz}$  处于无源橡胶减振器谐振频率附近,且振动量级本身较大 ( $0.9\text{ g}^2/\text{Hz}$ ),通过电补偿的方式扭转了振动量级放大的趋势,且优化了  $15\text{ dB}$ ;  $1\,000\text{ Hz}$  处无源隔振系统对加速度功率谱密度传递了  $0.1\%$ ,相位噪声指标改善了约  $27\text{ dB}$ 。频率综合器通过该联合补偿设计方法使晶振动态相位噪声在  $10 \sim 2\,000\text{ Hz}$  时优化了  $15 \sim 35\text{ dB}$ 。

### 4 结束语

本文介绍了一种结合无源隔振和有源加速度电补偿的联合振动补偿设计方法,该方法采用两级橡胶减震器实现无源隔振,优化了晶振在  $300\text{ Hz}$  外的动态相位噪声;利用有源加速度电补偿的方式优化了  $10 \sim 200\text{ Hz}$  的动态相位噪声。依据该方法设计的抗振频率合成器实测结果表明,在  $10 \sim 2\,000\text{ Hz}$  频率范围内,在大量级振动(均方根量级  $17.9\text{ g}$ )条件下,动态相位噪声指标优化  $15 \sim 35\text{ dB}$ 。满足了 SAR 成像雷达大量级振动下动态相位噪声指标的要求,具有较好的应用前景。

文章编号:1004-2474(2020)02-0182-04

# 一种高精度幅相调理机制

李伟

(中国电子科技集团公司第十研究所, 四川 成都 610036)

**摘要:**该文阐述了一种高精度幅相调理机制(APMM),具有高可靠、高线性幅相特性及快速设计等优点。通过逐级联试,可使任意多通道模組的通道间相位差一致性 $\leq \pm 1^\circ$ ,任意功能单元间幅度一致性 $\leq \pm 1$  dB,相位一致性 $\leq \pm 1.5^\circ$ ,任意功能单元的绝对延时精度 $\leq \pm 1.5$  ps,多倍频相对带宽的幅度平坦度 $\leq \pm 1$  dB。该调理机制可应用于任意电子系统、任意信道化设计、任意功能电路或芯片设计等。通过大量工程应用,并得以证实,该方案切实可靠地改善了目前各类射频系统或模块单元的幅相特性。

**关键词:**高精度;幅相调理机制(APMM);高可靠;快速设计;计算机辅助设计(CAD)

**中图分类号:** TN911.23; TN821.8 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.008

## A High Precision Amplitude and Phase Modulation Mechanism(APMM)

LI Wei

(The 10th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chengdu 610036, China)

**Abstract:** A high precision amplitude and phase modulation mechanism(APMM) with the advantages of high reliability, high linear amplitude and phase characteristics and fast design is described in this paper. Through the cascading test, the consistency of the phase difference between channels of any multi-channel module is  $\pm 1^\circ$ , the amplitude consistency between any functional units is less than  $\pm 1$  dB, the phase consistency is  $\pm 1.5^\circ$ , the absolute delay accuracy of any functional unit is  $\pm 1.5$  ps, and the amplitude flatness of multiple frequency relative bandwidths is  $\pm 1$  dB. This APMM can be applied to any electronic system, any channelized design, any functional circuit or chip design. Through a large number of engineering applications, it has been confirmed that the scheme has effectively and reliably improved the amplitude and phase characteristics of various RF systems or modules.

**Key words:** high precision; amplitude and phase modulation mechanism(APMM); high reliability; fast design; computer aided design(CAD)

### 0 引言

随着现代通讯、测控数传及侦收识别等技术体系对效能需求的不断提高,对任意模拟或数字系统的幅相特性要求也越来越高<sup>[1]</sup>。如射频系统中通常需要满足:相位精度 $\leq \pm 5^\circ$ ,延时精度 $\leq \pm 10$  ps,幅度一致性 $\leq \pm 1$  dB,相位一致性 $\leq \pm 5^\circ$ ,窄带幅度平坦度 $\leq \pm 1$  dB。虽然“标校电路”、预处理等设备可降低对幅相一致性等指标特性的要求<sup>[2]</sup>,但幅相抖动、非线性、群时延特性、误码率、信噪比等得不到改善,将影响最终所得信号质量。若幅相不一致性呈现复杂的“离散特性”,更会导致系统效能难以实现<sup>[3]</sup>。因此,本文提出了一种高精度幅相调理机制,用以高精度、高可靠电子系统中任意功能单元的实现、降低后端算法复杂度、改善信号质量<sup>[4]</sup>。

### 1 高精度幅相调理

高精度幅相调理的基本原理是:通过获得任意系统从元器件到系统的网络参数,从而建立精确的可重复、可迭代、可优化的完整模型,并借助计算机辅助设计(CAD)软件实现对幅度、相位、时延的加与补偿控制,达到幅相调理最优的目的<sup>[5]</sup>。

图1为本文实现高精度幅相调理流程图。其需要借助 HFSS、ADS、IE3D、Genesys、Visual Studio、Matlab、AppCAD 等设计软件与自制综合设计软件<sup>[6]</sup>。

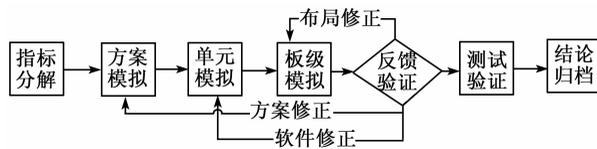


图1 仿真模拟流程

首先,将系统指标分解后可得所需功能单元的链路

收稿日期:2019-09-28

作者简介:李伟(1982-),男,重庆市人,高级工程师,硕士,主要从事相控阵总体设计、射频微波系统的研发。

方案,图 2 为某型号模拟波束合成 (ABF) 通道链路 的部分原理框图。

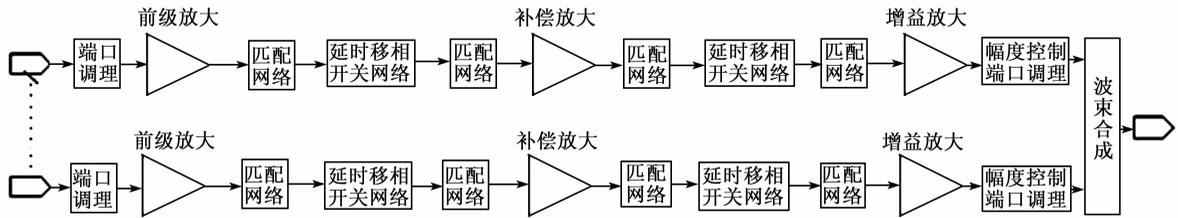


图 2 射频移相原理框图

得到链路方案后,使用链路计算软件对方案进行初步模拟,获得噪声、增益、三阶等核心指标,并留下足够设计余量,如图 3 所示。

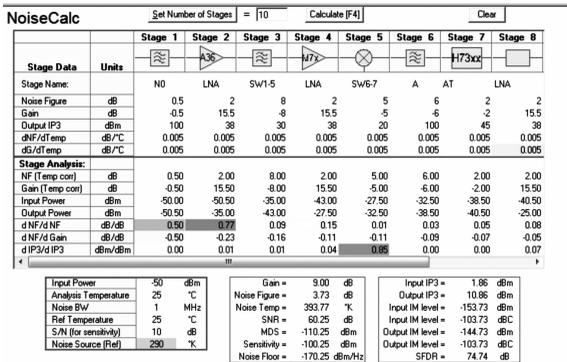
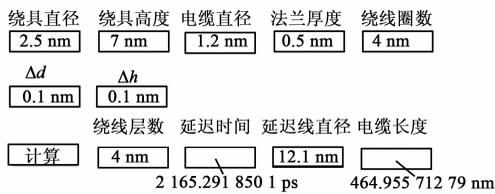
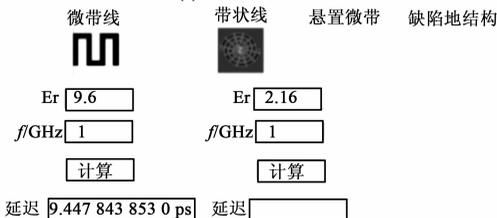


图 3 链路预算

然后将各种调理方式的测试与仿真数据代入可视化编译软件,开发了一套自动设计程序。按照图 2 流程,通过多次数据迭代,实现了软件可自主优化调理方式。可选择的延时与移相的调理方案有:声表面波 (SAW) 与薄膜体声波 (FBAR) 延迟线、电缆、微带、芯片真时延线 (TTD) 及矢量调制等<sup>[7]</sup>;可选择的幅度调理方案有布局布线纠错、衰减器选型、链路补偿推荐等。数字电路中主要使用现场可编程门阵列 (FPGA) 进行幅相调理与补偿。图 4 为自制综合设计软件。



(a) 电缆延迟线设计工具



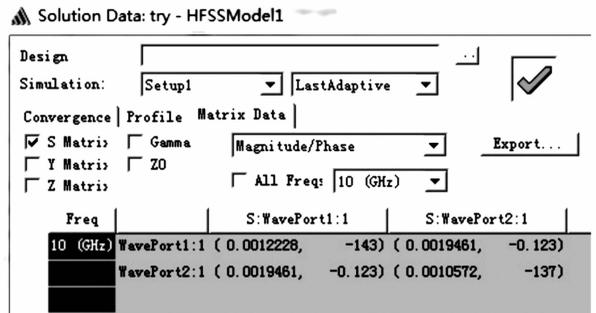
(b) 微带延迟线设计工具

图 4 自制综合设计软件

幅相调理方式选定后,还需进行板级模拟。首先将可测单元、接插件或模块等进行测量,获得其准确网络参数 SnP 文件;其次将厂家提供或仿真所得数据等进行格式转换,获得网络参数 SnP 文件;然后根据布局布线和链路特性进行准确的 Simulink 或 ADS 建模<sup>[8]</sup>;最后将图 4 所得调理方式代入板级模型,并根据系统要求迭代优化,如图 5 所示。



(a) IE3D



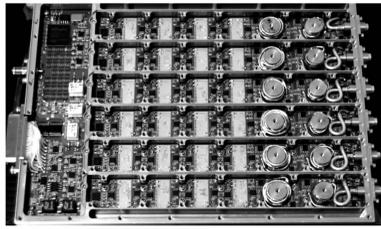
(b) HFSS

图 5 IE3D 与 HFSS 转换 SnP 文件

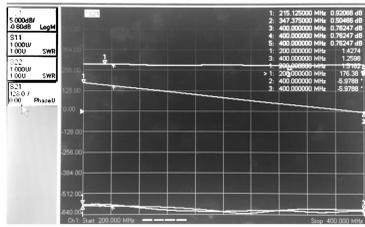
图 1~5 所得数据具有通用性和继承性,可在模型上进行迭代优化,无需反复加工验证,操作简便快捷。多次迭代调整后,可在任意功能电路中,快速实现高精度幅相加权、高线性幅相特性、高幅相一致性、免调等设计。

图 6 为某 UHF 频段阵列天线中的 ABF 模块,具有高精度幅相和时延加权需求。所有设计、装配、调试测试等过程,均满足相应的国军标要求<sup>[9]</sup>。板材选用 Rogers6010、FR-4 等,也可选择刚绕结合板以减少布局布线压力,一般 10 层左右即可实现<sup>[10]</sup>;分别使用微带、电缆、SAW 时延线等来实现短、中、高多步进的相位与时延加权与补偿;使用步进为 0.5 dB 的程控衰减器来实现幅度加权与补偿;对 FPGA 及其外围电路进行了系统的优化,以改善诸

波、杂散、相噪等,并提高响应速度与一致性<sup>[11]</sup>;使用多频合成与隔离,以适应系统需求;更多功能特性随需求各不相同。



(a) 模块布局示意



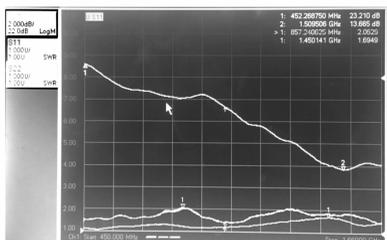
(b) 模块实测曲线

图6 某UHF频段ABF实物与测试图

图7为某L频段阵列天线中的ABF模块。如图8所示,板级模拟的相位不连续点与实测结果一致。调整后的功能单元,其4倍相对带宽的幅频曲线基本呈线性,时域杂波抑制度高。



(a) 模块布局示意



(b) 模块实测曲线

图7 某L频段ABF实物与测试图

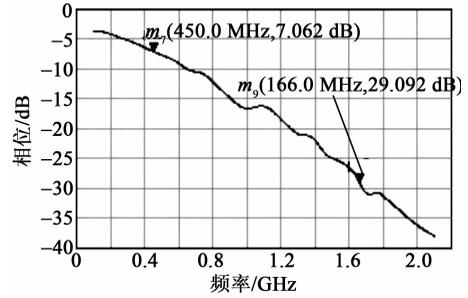


图8 某L频段ABF模拟验证图

### 2 试验验证

为了验证高精度幅相调理方案对任意电子系统的效能提升,需要将各种功能单元按需求进行组合,并连接直流稳压源、信号源、矢量网络分析仪、频谱仪等测试设备进行逐级联试。图9<sup>[12]</sup>为某相控阵天线验证示意图,同时使用ABF与数字波束合成(DBF)体制,从模拟到数字均有较高的幅相调理需求。图中除电源与监控外,其他功能单元均需验证,测试过程较繁复,且数据量庞大。

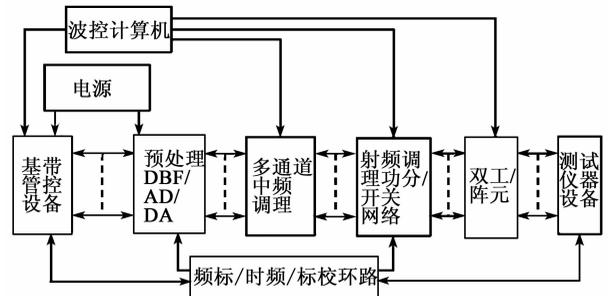


图9 试验框图

为了量化对幅相调理的改善,将测试结果与常规调理或未调理过的任意功能单元进行大量的数值比较,表1为幅相调理功能单元间的比较结果。由表可看出,系统互连后会有恶化,不包含损坏与功能异常单元。高精度调理的数值为可达到的最优结果,未调理与常规调理的数值根据工程经验与文献<sup>[13-14]</sup>相关。

表1 参数比较

	相位差一致性/(°)	延时精度/ps	幅度一致性/dB	相位一致性/(°)	幅度平坦度/dB
未调理	≥±10	≥±1 000	≥±5	≥±10	≥±5
常规调理	≤±5	≤±100	≤±1	≤±5	≤±1
高精度调理	≤±0.5	≤±1	≤±0.5	≤±1	≤±0.5

### 3 结束语

通过对图9任意功能单元的逐级联试,所得结

果基本可满足相位差一致性≤±1°,延时精度≤±1.5 ps,幅度一致性≤±1 dB,相位一致性≤

±1.5°,多倍频相对带宽的幅度平坦度 $\leq \pm 1$  dB。幅度、相位、时延为电磁波的“三要素”,由于幅相加权与补偿得到了较好的控制,信道中需要的滤波与幅度均衡等调理电路也得到减少,从而改善了群时延特性、幅相调制非线性、角度调制非线性等参数,进而较大程度地缓解了对后端信号处理的压力,实现了高可靠、高线性幅相特性、快速设计,可应用于任意电子系统、任意信道化设计、任意功能电路或芯片设计等<sup>[15]</sup>。

#### 参考文献:

- [1] 乐铁军,朱海冰,袁飞. 有源阵列天线的发展及应用[J]. 电子信息对抗技术,2007,22(4):22-27.
- [2] 朱丽,龚文斌,杨银庆. 多波束天线通道幅相一致性校正及实现[J]. 微计算机信息,2007,23(20):158-160.
- [3] 纪强,罗义军,李劲,等. 实际入射角的相位干涉仪测角方法[J]. 中国空间科学技术,2012,32(1):72-76.
- [4] 何新生,朱建丰,李保明. 星载多波束天线波束合成技术研究[J]. 通信对抗,2014,33(1):31-35.
- [5] LIU Qinggang, ZHANG Guangsheng. Simulation research of antenna array [J]. Communication Countermeasures, 2012,31(2): 49-51.
- [6] 任新涛,张宏伟,田蛟,潘刚. 雷达信号处理技术及仿真[J]. 现代电子技术,2012,32(3):8-10.
- [7] 李伟,杨靖,董姝,等. 高性能 X 波段悬置微带延迟线[J]. 压电与声光,2012,34(1):148-150.
- LI Wei YANG Jing DONG Shu, et al. High-performance X-band suspended microstrip delay line[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2012,34(1):148-150.
- [8] 徐钦民,徐伟,任兆香. 电路实验与 Matlab/Simulink 仿真[J]. 天津理工大学学报, 2006, 22(4):83-85.
- [9] 张岩. 国军标质量管理体系在企业的建立与运行[J]. 中国高新技术企业, 2015(18): 177-178.
- [10] 吴传亮,卫雄,陈晓宇,等. 刚绕结合板阻抗抗设计研究[J]. 印制板信息, 2013(5): 62-65.
- [11] YANG Feng, JI Xiang. Design and realization of high precision time frequency measurement based on FPGA [J]. Electronic Test, 2010(10): 56-59.
- [12] 陈克难,刘文红,范思安. 电子测量仪器抗干扰技术的探讨[J]. 核电子学与探测技术, 2011,31(8): 935-938.
- [13] 聂广琳,周洋舟,戴梅生,等. 微波和射频电路的增益均衡技术[J]. 压电与声光, 2009, 31(5): 624-626.
- NIE Guangling, ZHOU Yangzhou, DAI Meisheng, et al. The gain equalizing technology of RF and microwave circuits [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2009, 31(5): 624-626.
- [14] 杨林川,张德伟,周东方. 一种 Ku 波段微波相位均衡器的设计[J]. 现代雷达, 2014, 36(5): 78-81.
- [15] 王楠,苏涛,梁昌洪. 微波传输线方程的分析[J]. 电气电子教学学报, 2014(3): 12-13.
- 
- (上接第 181 页)
- [1] 成斌,穆晓华,毛繁,等. 高抗振 X 波段低相噪频率合成器[J]. 压电与声光,2011,33(4):643-646.
- CHENG Bin, MU Xiaohua, MAO Fan, et al. An anti-vibration X-band low phase-noise frequency synthesizer[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2011,33(4):643-646.
- [2] 徐淑壹,贾英茜,陈中平,等. 新型抗振晶体振荡器的分析与设计[J]. 电子科技,2014,27(6):32-38.
- [3] WEI Huang, DIMITRI B, KECECIOGLU, et al. A simplified random vibration analysis on portable electronic products[J]. IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, 2000,23(3):505-515.
- [4] BLOCH M, MANCINI O, MCCLELLAND T, et al. Acceleration G compensated quartz crystal oscillator [J]. IEEE International Frequency Control Symposium, 2009:175-180.
- [5] JOHN R, KIM Y K. Noise in microelectromechanical system resonators [J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 1999, 46(6):1558-1565.
- [6] 王旭. 一种超小型抗振恒温晶振的研制[J]. 压电与声光,2018,40(3):316-318.
- WANG Xu. Development of a miniature anti-vibration OCXO [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2018, 40(3):316-318.

# 石英微机电陀螺的频率干扰特性研究

林日乐<sup>1</sup>, 谢佳维<sup>1</sup>, 王伟<sup>1</sup>, 董勇<sup>1</sup>, 蒋昭兴<sup>1</sup>, 冉龙明<sup>2</sup>, 李文蕴<sup>1</sup>, 罗华<sup>1</sup>, 朱振忠<sup>1</sup>

(1. 中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060; 2. 空装驻重庆地区军事代表室, 重庆 400060)

**摘要:**石英微机电陀螺是一种哥氏(Coriolis)振动陀螺,其敏感芯片采用音叉式结构,工作时音叉处于谐振状态。敏感芯片具有多阶模态,前9阶模态覆盖频率为3~21 kHz。敏感芯片的部分模态易受外部振动影响而导致敏感芯片产生共振,使陀螺产生零位偏移误差,陀螺的零位偏移误差可达0.5(°)/s。该文分析了敏感芯片模态共振误差机理,提出通过结构错频设计避免外部环境特定频率对敏感芯片的影响,从而抑制了零位偏移误差,零位偏移误差减小到约0.03(°)/s,提高了陀螺的振动环境适应性。

**关键词:**石英;微机电陀螺;频率干扰;模式;振动

**中图分类号:**TN402;TM22+9.1 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.009

## Research on Frequency Interference Characteristic of Quartz MEMS Gyroscope

LIN Rile<sup>1</sup>, XIE Jiawei<sup>1</sup>, WANG Wei<sup>1</sup>, DONG Yong<sup>1</sup>, JIANG Zhaoxing<sup>1</sup>, RAN Longming<sup>2</sup>,  
LI Wenyun<sup>1</sup>, LUO Hua<sup>1</sup>, ZHU Zhenzhong<sup>1</sup>

(1. The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China;

2. Military Delegate Office of Air Force in Chongqing Area, Chongqing 400060, China)

**Abstract:** The quartz micro-electro-mechanical system (MEMS) gyroscope is a kind of Coriolis vibrating gyros. Its sensitive chip adopts a tuning-fork structure, which is in a resonant state during operation. The sensitive chip has multiple modes, and the first nine modes cover the frequency from 3 kHz to 21 kHz. Some modes of the sensitive chip are susceptible to the external vibration, which causes the sensitive chip to resonate and resulting in zero offset error of gyro. The zero offset error of gyro can reach 0.5(°)/s. In this paper, the mechanism of the modal resonance error of the sensitive chip is analyzed, and proposes a stagger frequency design in structure to avoid the influence of external specific frequency on the sensitive chip, so as to suppress the zero offset error. The zero offset error is reduced to about 0.03(°)/s, and the adaptability of the gyro to the vibration environment is improved.

**Key words:** quartz; micro-electro-mechanical system(MEMS) gyroscope; frequency interference; modes; vibration

### 0 引言

石英微机电陀螺是一种微型哥氏(Coriolis)振动陀螺,该类陀螺具有精度高、温度性能好、可靠性高和适合低成本批量生产等特点,可广泛应用在稳定、控制、制导、导航等领域。石英微机电陀螺工作时敏感芯片处于谐振状态,敏感芯片结构具有多种模态,前9阶模态覆盖频率为3~21 kHz。敏感芯片的部分模态易受外部振动影响而导致敏感芯片产生共振,使陀螺产生零位偏移误差,是影响陀螺综合精度及环境适应性的关键因素<sup>[1]</sup>。

### 1 石英微机电陀螺工作原理

图1为采用双端音叉结构的敏感芯片结构示意图

图。图2为石英微机电陀螺的工作原理。由图1,2可看出,驱动音叉被激励并以其固有频率谐振,在输入轴向有角速度输入 $\omega_i$ 时,由于哥氏力的作用,使检测音叉做受迫振动,振动幅度正比于驱动音叉运动的速度和输入角速度。利用石英晶体的压电效应,将振动信号转换成电信号,并通过放大、相敏解调和滤波得到一个正比于输入角速度的直流电压输出<sup>[2-3]</sup>。

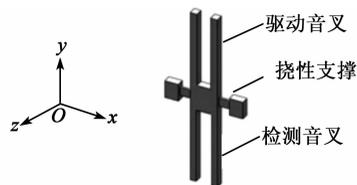


图1 双端音叉敏感芯片结构示意图

收稿日期:2019-11-18

基金项目:国家重点研发计划基金资助项目(2018YFF01010200)

作者简介:林日乐(1975-),男,海南文昌人,研究员级高级工程师,硕士,主要从事微机电惯性器件技术的研究。

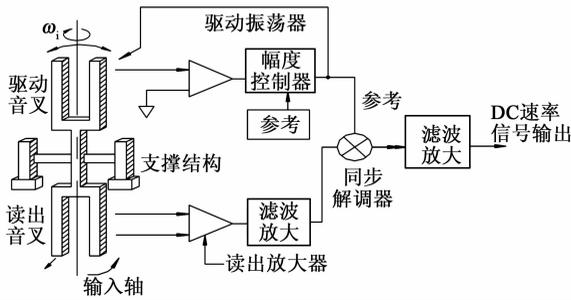


图 2 石英微机电陀螺工作原理图

## 2 频率特性分析

石英微机电陀螺双端音叉敏感芯片具有复杂的模态振型,芯片的结构形式和结构参数决定不同的谐振模态。利用有限元分析法进行结构仿真分析,该类型结构的前 9 阶模态振型如图 3 所示,其中第七、八阶分别是驱动模态和检测模态。驱动模态是驱动音叉在  $xy$  平面内谐振,检测模态是驱动音叉与检测音叉在  $yz$  平面内谐振。前 9 阶模态覆盖频率为 3~21 kHz。当外部工作环境的频率与敏感芯片部分模态频率重合时会引起共振,导致陀螺零位偏移误差。除驱动模态频率和检测模态频率外,其他阶模态(特别是与检测模态振型相似的模态)影响较大<sup>[4-7]</sup>。

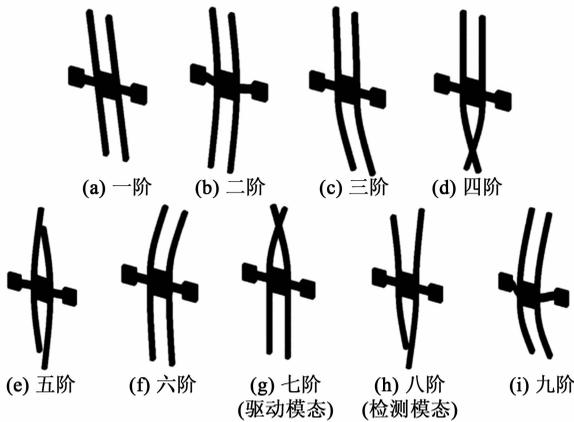


图 3 双端音叉敏感芯片前 9 阶模态振型示意图

对敏感芯片进行 3~21 kHz 的扫频分析(见图 4),在其各阶模态频率处会引起共振,导致检测音叉产生位移。双端音叉结构的石英陀螺敏感芯片,其检测音叉上检测电极的设计对音叉  $x$ 、 $z$  方向的位移敏感,音叉在这 2 个方向产生位移,会通过石英晶体的压电效应转换为电信号,如果该信号不能抵消或在信号相敏解调过程中抑制,最终将形成陀螺零位误差信号。

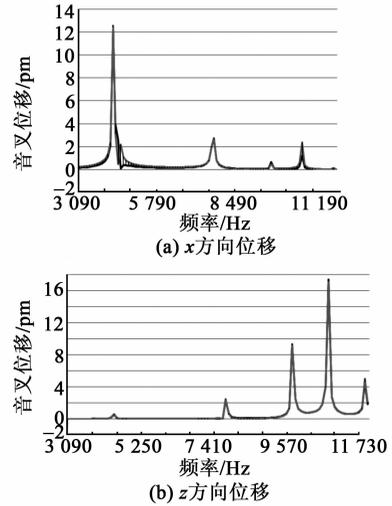


图 4 检测音叉扫频仿真分析响应曲线

在敏感芯片结构设计时,针对特定工作环境的干扰频率,优化芯片中易引起干扰的模态频率,进行错频设计,这能有效避免芯片在该模态频率共振导致的零位偏移误差。针对双端音叉敏感芯片结构,设计了 2 组不同参数,其前 9 阶模态频率如表 1 所示。同时,由图 3 可看出,其二、三阶模态的振型主要表现为检测音叉的同相或反相运动,这两阶模态一旦在工作环境中引起共振,易引起陀螺零位偏移误差。如工作环境有 4.4 kHz 左右(或其高次谐波)的频率干扰源,将引起芯片的二阶模态共振,导致零位误差。为避免该情况,根据这两阶模态振型特点,优化芯片的结构参数,改变这两阶模态的频率,同时保持芯片驱动和检测模态频率基本不变,即对芯片中易引起干扰的模态频率进行错频设计,避免工作环境频率对芯片的干扰,提升陀螺的振动环境适应性。优化芯片结构参数后,参数组 2 的二、三阶模态频率变化了约 4%,可有效错开干扰频率。

表 1 双端音叉敏感芯片前 9 阶模态频率(仿真分析)

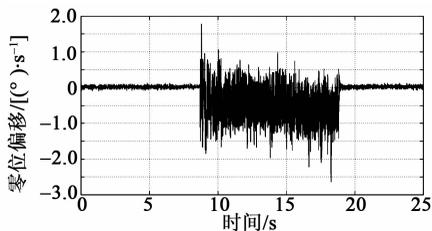
模态	频率/Hz (参数组 1)	频率/Hz (参数组 2)	频率变 化/Hz	频率变 化率/%
一阶	3 507	3 503	-4	-0.1
二阶	4 403	4 560	157	3.6
三阶	4 822	5 056	234	4.9
四阶	7 316	7 398	82	1.1
五阶	7 455	7 459	4	0.1
六阶	8 147	8 159	12	0.1
七阶(驱动模态)	11 199	11 199	0	0
八阶(检测模态)	11 520	11 569	49	0.4
九阶	18 432	18 492	60	0.3

### 3 实验

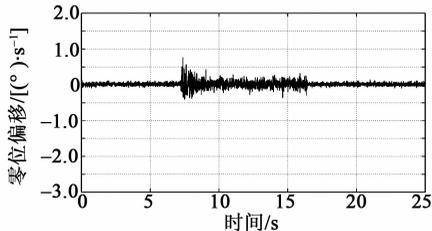
3组不同结构参数的敏感芯片,其前9阶模态频率的实测值如表2所示。不同的结构及工艺参数改变了敏感芯片的各阶模态频率,特别是二、三阶模态频率,通过调节,频率发生明显变化,变化率可达6%。芯片部分模态错频后,避免了与外部环境特定频率共振引起的零位偏移误差。如图5所示,敏感芯片的模态频率与外部环境频率产生共振,零位偏移误差达0.5(°)/s,进行错频后,在该频率点零位偏移误差被有效抑制,零位偏移误差减小到0.03(°)/s左右,有效提高了陀螺的振动环境适应性。

表2 不同结构参数的双端音叉敏感芯片前9阶模态频率实测值

模态	频率/Hz			频率变化/Hz (最大差值)	变化率/%	备注
	1#	2#	3#			
一阶	4 130	4 130	4 210	80	1.9	
二阶	4 840	4 690	4 550	290	6.0	主要变化频率
三阶	5 240	5 070	4 870	370	7.1	主要变化频率
四阶	7 580	7 660	7 660	80	1.1	
五阶	7 880	7 740	7 760	140	1.8	
六阶	9 260	9 290	9 420	160	1.7	
七阶	11 253	11 207	11 236	46	0.4	驱动模态
八阶	11 592	11 546	11 574	47	0.4	检测模态
九阶	19 800	20 100	20 100	300	1.5	



(a) 敏感芯片未错频,陀螺零位产生明显偏移



(b) 敏感芯片错频后,陀螺零位偏移得到有效抑制

图5 不同陀螺敏感芯片结构在外部频率干扰源作用下的零位输出曲线

### 4 结束语

石英微机电陀螺是一种微型振动陀螺,工作时

敏感芯片处于谐振状态,敏感芯片具有多种模态,部分模态易受外部振动影响而产生共振,导致陀螺零位偏移误差。通过敏感芯片结构参数的优化,进行模态频率的错频设计,将易受影响的模态频率避开外部环境的特定干扰频率,可抑制共振引起的陀螺零位偏移误差,有效提高了陀螺的振动环境适应性。

### 参考文献:

[1] 林日乐,李文蕴,张桐,等. 石英微机电陀螺的机械耦合误差研究[J]. 压电与声光,2018,40(4):526-528.  
LIN Rile, LI Wenyun, ZHANG Tong, et al. Research on the mechanical coupling error of quartz MEMS gyroscope[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2018, 40(4):526-528.

[2] 林日乐,赵建华,林珂,等. 石英微机械陀螺敏感器件的可靠性分析[J]. 压电与声光,2013,35(4):511-513.  
LIN Rile, ZHAO Jianhua, LIN Ke, et al. Reliability analysis on the sensing device of quartz MEMS gyroscope[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2013, 35(4):511-513.

[3] MADNI A M, COSTLOW L E. Common design techniques for BEI gyro chip quartz rate sensors for both automotive and aerospace/defense markets[J]. IEEE Sensors Journal, 2003, 3(5):569-578.

[4] 何春华,赵前程,杨振川,等. 微机械陀螺振动失效机理及可靠性设计研究[J]. 传感技术学报, 2019, 32(6):809-814.  
HE Chunhua, ZHAO Qiancheng, YANG Zhenchuan, et al. Research on the vibration failure mechanism and reliability design of a MEMS gyroscope[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2019, 32(6):809-814.

[5] 林机鹏. MEMS陀螺仪中不匹配干扰抑制方法的研究[J]. 电脑知识与技术, 2018, 14(12):260-262.  
LIN Jipeng. The method of mismatched interference suppression in MEMS gyroscope[J]. Computer Knowledge and Technology, 2018, 14(12):260-262.

[6] 姜劲栋. 硅微机械陀螺敏感结构的理论研究[D]. 南京:南京理工大学, 2015.

[7] 李文蕴,林日乐,满欣. 石英微机械陀螺敏感芯片的抗振动分析与改进[J]. 压电与声光, 2015, 37(4):554-557.  
LI Wenyun, LIN Rile, MAN Xin. Analysis and improvement of anti-vibration characteristic for the sensitive chip of quartz MEMS gyroscope[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2015, 37(4):554-557.

# 半球谐振陀螺静电驱动建模与分析

文 路,江 黎,蒋春桥,林丙涛,严隆辉

(中国电子科技集团公司第二十六研究所,重庆 400060)

**摘 要:**该文构建了半球谐振陀螺(HRG)谐振子的静电驱动模型,对半球谐振子的 1/2 倍、1 倍、2 倍和更高阶频率电压信号的静电驱动力进行了理论推导分析。结果表明,该文得到的半球谐振子仅对其 1/2 倍、1 倍及 2 倍谐振频率敏感,对其他频率信号不敏感。并推导出施加不同方式驱动电压信号力的大小,为半球谐振陀螺的驱动和闭环电路设计提供了依据。

**关键词:**半球谐振陀螺(HRG);驱动电压;静电驱动模型;谐振频率;电压信号

**中图分类号:**TN384 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.010

## Modeling and Analysis of the Electrostatic Drive of HRG

WEN Lu, JIANG Li, JIANG Chunqiao, LIN Bingtao, YAN Longhui

(The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China)

**Abstract:** An electrostatic driving model of the resonator of hemispherical resonator gyroscopes (HRG) has been established in this paper. The electrostatic driving force of 1/2 times, 1 times, 2 times and higher frequency voltage signals of hemispherical harmonic oscillator is analyzed theoretically. The results show that the obtained hemispherical harmonic oscillator is only sensitive to 1/2 times, 1 times and 2 times of the resonant frequency of hemispherical harmonic oscillator, and is not sensitive to other frequency signals. The magnitude of the force of the driving voltage signal applied in different ways is deduced, which provides a basis for the driving and closed-loop circuit design of the hemispherical resonant gyroscope.

**Key words:** hemispherical resonator gyroscopes(HRG); driving voltage; electrostatic driving model; resonance frequency; voltage signal

### 0 引言

半球谐振陀螺(HRG)是一种具有惯导级性能的高精度新型固态陀螺仪,因其具有无高速转子、无轴承和摩擦相关部件,结构简单,寿命长,可靠性高及抗辐照等优点,故适合在空间、战略武器等领域使用<sup>[1]</sup>。目前国内已在宇航<sup>[2]</sup>和导弹等领域展开了相关技术的研究<sup>[3]</sup>。

HRG主要有两种工作模式:

1) 全角模式。直接检测角度,具有大频带宽和动态范围的特性。

2) 力反馈或力再平衡模式。陀螺输出为速率,具有高的角度分辨率。在力反馈模式下,陀螺输出值与驱动电压的大小相关。

HRG驱动电压的随机噪声表现为HRG的随机漂移<sup>[4]</sup>。HRG的主要指标受驱动电压的影响,因此,驱动电压的特性部分决定了HRG的性能。本文对HRG的静电力驱动方式进行了研究。

### 1 HRG基本原理

HRG主要由半球形谐振子、静电激励罩和敏感读出基座组成(见图1),其中半球形谐振子是陀螺的核心敏感部件,具有高品质因数Q值和稳定的固有振动频率。

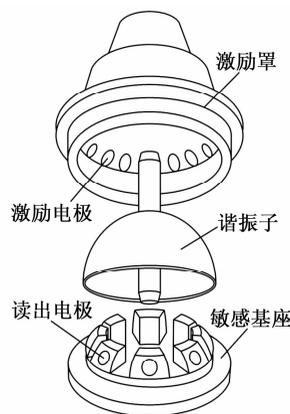


图1 HRG结构图

收稿日期:2019-09-10

作者简介:文路(1987-),女,重庆市开州区人,工程师,硕士,主要从事振动陀螺的研究。

将陀螺的半球形谐振子、静电激励罩和敏感读出基座焊接在一起,固封在一个高真空的容器中,组装成一个角度或角速度传感器。静电激励罩上分布数个离散电极,与谐振子球面形成数个电容,静电高压通过这些电容产生谐振子振动所需的力,形成谐振子微振动。敏感读出基座上等角度分布数个电极,一般设置为8个,用于检测出谐振子的振动波形,解算后得出传感器的旋转角度或角速度。同时,计算用于控制半球陀螺振动波形的幅度和正交信号,并通过离散激励电极施加控制<sup>[5]</sup>。

## 2 激励电极施力分析

用于驱动半球谐振子的电压通常有两种:

1) 使用与谐振子谐振频率相同的方波电压信号驱动,俄罗斯目前采用这种方式驱动半球谐振陀螺。

2) 使用与谐振子谐振频率相同的正弦波电压信号驱动,美国目前使用这种方式驱动半球谐振陀螺。

假设驱动电压  $U$  施加在激励电极上,谐振子的外表面与驱动电极的电压差为  $U_0$ ,激励电极到谐振子外表面的距离为  $d_0$ ,则激励电极到谐振子外表面的电场强度为

$$E = (U_0 - U) / d_0 \quad (1)$$

假设激励电极和谐振子外表面间的电容为  $C$ ,激励电极的面积为  $S$ ,介质的介电常数为  $\epsilon$ ,近似认为激励电极和谐振子外表面间的电容为平板电容,则

$$C = \epsilon S / d_0 \quad (2)$$

激励电极和谐振子外表面间积累的电荷量为

$$Q = C(U_0 - U) \quad (3)$$

则谐振子受静电引力为

$$F = EQ = (U_0 - U) / d_0 \times C (U_0 - U) = \epsilon S (U_0 - U)^2 / d_0^2 \quad (4)$$

假设半球谐振子振幅为  $d_1$ ,谐振子的谐振频率为  $\omega$ ,时间为  $t$ ,则激励电极和谐振子外表面的间距为

$$d = d_0 - d_1 \sin(\omega t) \quad (5)$$

此时半球谐振子受静电引力为

$$F = \frac{\epsilon S (U_0 - U)^2}{[d_0 - d_1 \sin(\omega t)]^2} = \frac{\epsilon S [(U_0 - U) / d_0]^2}{\left[1 - \frac{d_1}{d_0} \sin(\omega t)\right]^2} \quad (6)$$

谐振子振动时,  $d_1 \ll d_0$ ,对  $\frac{1}{\left[1 - \frac{d_1}{d_0} \sin(\omega t)\right]^2}$

进行泰勒级数在  $(d_1/d_0)\sin(\omega t) = 0$  处展开,忽略高次项,可得:

$$\frac{1}{\left[1 - \frac{d_1}{d_0} \sin(\omega t)\right]^2} \approx 1 + 2 \frac{d_1}{d_0} \sin(\omega t) \quad (7)$$

### 2.1 1/2 倍谐振频率正余弦波电压信号驱动方式

当使用 1/2 倍频率正弦波电压信号驱动谐振子时,设  $U = U_1 \sin(\omega t/2)$ ,则谐振子受力为

$$F = \epsilon S \left[ \frac{U_0 - U_1 \sin(\omega t/2)}{d_0} \right]^2 \cdot \left[ 1 + 2 \frac{d_1}{d_0} \sin(\omega t) \right] \quad (8)$$

展开可得:

$$F = \epsilon S \times \left[ \frac{2U_0^2 + U_1^2}{2d_0^2} - 2 \frac{U_0 U_1}{d_0^2} \sin(\omega t/2) - 2 \frac{U_0 U_1 d_1}{d_0^3} \cos(\omega t/2) - \frac{U_1^2}{2d_0^2} \cos(\omega t) + \left( \frac{2d_1 U_0^2 + d_1 U_1^2}{d_0^3} \right) \sin(\omega t) + 2 \frac{U_0 U_1 d_1}{d_0^3} \cdot \cos(3\omega t/2) - \frac{d_1 U_1^2}{2d_0^3} \sin(2\omega t) \right] \quad (9)$$

在式(9)中常数项和高次项对于高  $Q$  值谐振子的谐振无作用,得到有效的驱动力为

$$f = \epsilon S \frac{2d_1 U_0^2 + d_1 U_1^2}{d_0^3} \sin(\omega t) - \epsilon S \frac{U_1^2}{2d_0^2} \cos(\omega t) \quad (10)$$

式(10)中,  $\sin(\omega t)$  项为改变谐振子的振动频率力( $f_1$ ),  $\cos(\omega t)$  项为驱动谐振子谐振力( $f_2$ ),即

$$f_1 = \epsilon S \frac{2d_1 U_0^2 + d_1 U_1^2}{d_0^3} \sin(\omega t) \quad (11)$$

$$f_2 = -\epsilon S \frac{U_1^2}{2d_0^2} \cos(\omega t) \quad (12)$$

在半球谐振陀螺加工完成后,  $\epsilon$ 、 $S$ 、 $d_0$  项即可确定。驱动力  $f_2$  与驱动电压  $U_1$  的平方成正比,可用于控制谐振子的振动。

当使用 1/2 倍频率余弦波电压信号驱动谐振子时,设  $U = U_1 \cos(\omega t/2)$ ,谐振子受力为

$$F = \epsilon S \left( \frac{U_0 - U_1 \cos(\omega t/2)}{d_0} \right)^2 \cdot \left[ 1 + 2 \frac{d_1}{d_0} \sin(\omega t) \right] \quad (13)$$

式(13)展开可得:

$$F = \epsilon S \left[ \frac{2U_0^2 + U_1^2}{2d_0^2} - \frac{2U_0U_1}{d_0^2} \cos(\omega t/2) - \frac{2U_0U_1d_1}{d_0^3} \sin(\omega t/2) + \frac{U_1^2}{2d_0^2} \cos(\omega t) + \frac{2d_1U_0^2 + d_1U_1^2}{d_0^3} \sin(\omega t) - \frac{2U_0U_1d_1}{d_0^3} \cdot \sin(3\omega t/2) + \frac{d_1U_1^2}{2d_0^3} \sin(2\omega t) \right] \quad (14)$$

在式(14)中常数项和高次项对高 Q 值谐振子的谐振无作用,得到的有效驱动力为

$$f = \epsilon S \frac{2d_1U_0^2 + d_1U_1^2}{d_0^3} \sin(\omega t) + \epsilon S \frac{U_1^2}{2d_0^2} \cos(\omega t) \quad (15)$$

式(15)中,  $\sin(\omega t)$  项为改变谐振子振动频率力(见式(11)),  $\cos(\omega t)$  项为驱动谐振子谐振力,即

$$f_2 = \epsilon S \frac{U_1^2}{2d_0^2} \cos(\omega t) \quad (16)$$

因  $f_2$  与  $U_1$  的平方成正比,故可用于控制谐振子的振动。

## 2.2 1 倍谐振频率余弦波电压信号驱动方式

当使用 1 倍频率余弦波电压信号驱动谐振子时,设  $U = U_1 \cos(\omega t)$ , 谐振子受力为

$$F = \epsilon S \left[ \frac{U_0 - U_1 \cos(\omega t)}{d_0} \right]^2 \left[ 1 + 2 \frac{d_1}{d_0} \sin(\omega t) \right] \quad (17)$$

式(17)展开可得:

$$F = \epsilon S \left[ \left( \frac{U_0}{d_0} \right)^2 \left( 1 + \frac{U_1^2}{2U_0^2} \right) + \left( \frac{2d_1U_0^2}{d_0^3} + \frac{U_1^2d_1}{2d_0^3} \right) \sin(\omega t) - 2 \frac{U_0U_1d_1}{d_0^3} \sin(2\omega t) - 2 \frac{U_1U_0}{d_0^2} \cos(\omega t) + \frac{U_1^2}{2d_0^2} \cos(2\omega t) + \frac{U_1^2d_1}{2d_0^3} \sin(3\omega t) \right] \quad (18)$$

在式(18)中常数项和高次项对于高 Q 值谐振子的谐振无作用,得到的有效驱动力为

$$f = \epsilon S \left( \frac{2d_1U_0^2}{d_0^3} + \frac{U_1^2d_1}{2d_0^3} \right) \sin(\omega t) - 2\epsilon S \frac{U_1U_0}{d_0^2} \cos(\omega t) \quad (19)$$

式(19)中,改变谐振子的振动频率力及驱动谐振子谐振力分别为

$$f_1 = \epsilon S \left( \frac{2d_1U_0^2}{d_0^3} + \frac{U_1^2d_1}{2d_0^3} \right) \sin(\omega t) \quad (20)$$

$$f_2 = -2\epsilon S \frac{U_1U_0}{d_0^2} \cos(\omega t) \quad (21)$$

因  $f_2$  与  $U_0$ 、 $U_1$  成正比,故可使用该方法驱动谐振子振动。

## 2.3 2 倍谐振频率正弦波电压信号驱动方式

当使用 2 倍频率正弦波电压信号驱动谐振子时,设  $U = U_1 \sin(2\omega t)$ , 谐振子受力为

$$F = \epsilon S \left[ \frac{U_0 - U_1 \sin(2\omega t)}{d_0} \right]^2 \left[ 1 + 2 \frac{d_1}{d_0} \sin(\omega t) \right] \quad (22)$$

式(22)展开可得:

$$F = \epsilon S \left( \frac{U_0}{d_0} \right)^2 \left[ \frac{2U_0^2 + U_1^2}{2U_0^2} + \frac{2U_0^2 + U_1^2}{U_0^2} \cdot \frac{d_1}{d_0} \sin(\omega t) - \frac{2U_1d_1}{U_0d_0} \cos(\omega t) - \frac{2U_1}{U_0} \sin(2\omega t) + \frac{2U_1d_1}{U_0d_0} \cos(3\omega t) + \frac{U_1^2d_1}{2U_0^2d_0} \sin(3\omega t) - \frac{U_1^2}{2U_0^2} \cos(4\omega t) - \frac{U_1^2d_1}{2U_0^2d_0} \sin(5\omega t) \right] \quad (23)$$

在式(23)中常数项和高次项对高 Q 值谐振子的谐振无作用,得到的有效驱动力为

$$f = \epsilon S \left[ \frac{2U_0^2d_1 + U_1^2d_1}{d_0^3} \sin(\omega t) - 2 \frac{U_0U_1d_1}{d_0^3} \cos(\omega t) \right] \quad (24)$$

式(24)中,改变谐振子的振动频率力见式(11),驱动谐振子谐振力为

$$f_2 = -2\epsilon S \frac{U_0U_1d_1}{d_0^3} \cos(\omega t) \quad (25)$$

$f_2$  与  $U_0$ 、 $U_1$  和  $d_1$  成正比,当谐振子未起振时,使用 2 倍谐振频率的电压信号驱动谐振子无效果;谐振子起振后,使用 2 倍谐振频率的电压信号可维持谐振子的振动。

## 2.4 3 倍及以上谐振频率正弦波电压信号的作用

当使用  $n(n \geq 3)$  倍频率余弦波电压信号驱动谐振子时,设  $U = U_1 \cos(n\omega t)$ , 谐振子受力为

$$F = \epsilon S \left[ \frac{U_0 - U_1 \cos(n\omega t)}{d_0} \right]^2 \cdot \left[ 1 + 2 \frac{d_1}{d_0} \sin(\omega t) \right] \quad (26)$$

式(26)展开可得:

$$F = \frac{\epsilon S}{d_0^2} \left\{ (U_0^2 + \frac{U_1^2}{2}) + \frac{d_1}{d_0} (2U_0^2 + U_1^2) \sin(\omega t) - 2U_0 U_1 \cos(\omega t) + \frac{2d_1 U_0 U_1}{d_0} \sin[(n-1)\omega t] - \frac{2d_1 U_0 U_1}{d_0} \sin[(n+1)\omega t] + U_1^2 \cos(2\omega t) + \frac{d_1 U_1^2}{2d_0} \sin[(2n+1)\omega t] - \frac{d_1 U_1^2}{2d_0} \sin[(2n-1)\omega t] \right\} \quad (27)$$

式(27)中改变谐振子的振动频率力见式(11),产生的其余项目均为高次项和常数项,不能控制谐振子的谐振。

由以上推导可知,在仅考虑谐振子振动的一阶成分,忽略振动的高次项,施加电压信号为3倍及以上谐振频率时,不能产生驱动谐振子谐振的力。

### 3 结果与分析

对比式(10)、(15)、(19)、(24)可知,使用1倍、2倍谐振频率驱动半球谐振子时,在谐振子外表面和驱动电极间必须有直流电压差 $U_0$ ;使用1/2倍谐振频率驱动半球谐振子时,此直流电压不是必须的。谐振子外表面和驱动电极间的直流电压会促进谐振子的正交振动。

使用1倍谐振频率驱动半球谐振子的施力效率最高。施力与谐振子振幅无关,与驱动电压幅度成正比。施力与驱动电压幅度的线性关系决定了力在平衡模式HRG输出的线性关系<sup>[4]</sup>。

当 $d_1 \ll d_0$ 时,使用2倍谐振频率驱动半球谐振子的施力效率最低。施力与谐振子振幅线性相关,与驱动电压幅度成正比,适用于谐振子起振后的稳幅控制。

使用1/2倍谐振频率驱动半球谐振子的施力效率介于1倍、2倍谐振频率间,与谐振子的振幅无关,施力大小与驱动电压幅度的平方成正比。当谐振子外表面电压 $U_0=0$ ,且以 $V_1$ 代替 $U_1$ ,则式(10)、(15)分别变为

$$f = \epsilon S \frac{d_1 V_1^2}{d_0^3} \sin(\omega t) - \epsilon S \frac{V_1^2}{2d_0^2} \cos(\omega t) \quad (28)$$

$$f = \epsilon S \frac{d_1 V_1^2}{d_0^3} \sin(\omega t) + \epsilon S \frac{V_1^2}{2d_0^2} \cos(\omega t) \quad (29)$$

1倍谐振频率驱动方式的施力为

$$f = \epsilon S \frac{d_1 (4U_0^2 + U_1^2)}{2d_0^3} \sin(\omega t) -$$

$$2\epsilon S \frac{U_1 U_0}{d_0^2} \cos(\omega t) \quad (30)$$

若要输出相等的力,因为:

$$4U_0^2 + U_1^2 \geq 4U_1 U_0 = V_1^2 \quad (31)$$

则有:

$$V_1^2 = 4U_1 U_0 \quad (32)$$

所以1/2倍谐振频率驱动方式产生的正交振动驱动力不大于1倍谐振频率驱动方式;且1/2倍谐振频率驱动方式不需施加直流电压,其电路结构相对简单。

### 4 结束语

本文构建了半球谐振陀螺谐振子的静电驱动模型,理论推导并计算了使用不同电压信号驱动谐振子产生的力,分析了不同驱动方式的特点。分析结果对驱动电压信号的选择和力反馈输出信号的处理具有指导意义。实际中半球谐振陀螺由于移相误差、信号耦合及非线性等因素会对施力结果产生影响,在静电驱动模型中未考虑这些因素。进一步的研究可在此基础上进行模型扩展,以得到更精确的模型。

### 参考文献:

- [1] 吕志清. 半球谐振陀螺在宇宙飞船上的应用[J]. 压电与声光, 1999, 21(5): 349-353.  
LV Zhiqing. The application of HRG in the spacecraft [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 1999, 21(5): 349-353.
- [2] 周小刚, 汪立新, 方针, 等. 半球谐振陀螺平台调平系统设计及仿真[J]. 宇航学报, 2011, 3(3): 549-553.
- [3] 赖小明, 刘洁瑜. 半球谐振陀螺平台系统稳定回路设计[J]. 导弹与制导学报, 2007(4): 58-60.
- [4] 江黎, 覃施甦, 周强, 等. 半球谐振陀螺力反馈模式下信号处理方法分析[J]. 压电与声光, 2014, 36(6): 917-920.  
JIANG Li, QIN Shishu, ZHOU Qiang, et al. Analysis of the signal processing method of HRG operating in force to rebalance mode[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2014, 36(6): 917-920.
- [5] 张挺, 徐思宇, 冒继明, 等. 半球陀螺谐振子的金属化镀膜工艺技术研究[J]. 压电与声光, 2006, 28(5): 538-540.  
ZHANG Ting, XU Siyu, MAO Jiming, et al. Study on metallic coating technique of the hemispherical resonator[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2006, 28(5): 538-540.

文章编号:1004-2474(2020)02-0193-04

# 半球陀螺封装激光焊“错边”现象探析

李 陟, 蒋春桥, 贺海平, 彭 凯, 陈 伟

(中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060)

**摘 要:**半球陀螺激光封装的主要缺陷是匙孔处凝固裂纹。为解决焊缝气密性难题,在运用激光焊接“小孔效应”原理对焊接过程进行理论分析及相关试验验证的基础上,探讨了焊接接头“错边”结构对防止热裂纹的机理,并据此提出了新的焊接结构。研究表明,新结构焊缝裂纹受到抑制,气密性得到了显著提高。

**关键词:**凝固裂纹;半球陀螺(HRG);激光封装;错位;裂纹机理;气密性

**中图分类号:** TN605 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.011

## Analysis of “Misalignment” in Laser Welding for Hemispherical Gyroscope Packaging

LI Zhi, JIANG Chunqiao, HE Haiping, PENG Kai, CHEN Wei

(The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China)

**Abstract:** The main defect of laser seal welding of hemispherical resonator gyroscope(HRG) is the solidification crack at keyhole. In order to solve the problem of air tightness, on the basis of the theoretical analysis of the welding process and the relevant experimental verification by using the “keyhole effect” of laser welding, the mechanism of “misalignment” structure of welding joint to prevent hot cracks is investigated, and a new welding structure is proposed accordingly. The results show that the crack in the welding joint of new structure is restrained and the air tightness is improved significantly.

**Key words:** solidification cracking; hemispherical resonator gyroscope(HRG); laser seal welding; misalignment; crack mechanism; air tightness

### 0 引言

半球陀螺的封装是实现内部振动单元与外部电路单元连接的重要步骤,封装质量既决定着内部真空环境的建立,也影响着谐振子品质因数,故对封装焊接提出了“真空密封”的高气密性要求。虽然目前陀螺封装焊接已采用了先进的激光焊接技术,但由于对材质不同的两个零部件盖板(材质为可伐4J29)及外壳(材质为不锈钢1Cr18Ni9Ti)在焊接特性上的差异性认识不足,使原设计及激光焊接工艺存在问题,焊接裂纹尤其是焊道结束点焊缝裂纹漏气,因而无法提高封装焊接质量。激光焊接合格率低,绝大部分产品的漏率值与设计要求的相差2~3个数量级,因此,在工艺上须采取重复激光焊接或增加一道锡焊的办法加以补救,但费工费时且效率低。然而通过解

剖分析发现,少数合格品貌似装配缺陷的焊接接头“错边”竟成就了高气密性焊缝,焊缝裂纹受到抑制。因此,必须从机理上对这种“错边”效应加以分析,找出“错边”结构影响焊接裂纹的主因,并有针对性地采取措施,才能从根本上解决封装焊接高气密性难题。

### 1 陀螺封装结构及错边效应简介

#### 1.1 陀螺封装结构简图

图1为半球陀螺的焊接结构示意图。内侧盖板为可伐材质,外侧为不锈钢外壳,顶部壁厚较小,两者间隙配合,焊接接头为环形对接接头,盖板上边缘与外壳上边缘高度差定义为错边量 $\Delta h$ 。采用脉冲掺钕钇铝石榴石(YAG)激光焊,离焦量取正离焦,激光光斑对准缝隙,相对工件旋转超过 $360^\circ$ 完成焊接。

收稿日期:2019-11-04

作者简介:李陟(1987-),男,重庆市人,工程师,硕士,主要从事半球陀螺工艺的研究。

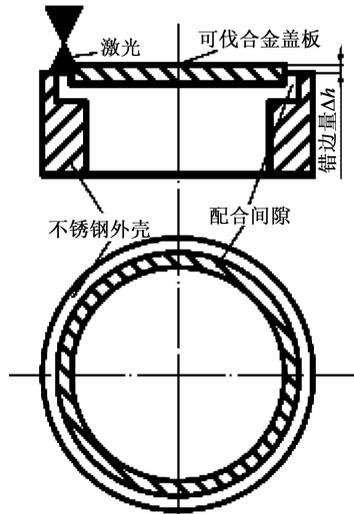


图1 焊接结构简图

## 1.2 封装焊接裂纹形貌

焊后使用氦质谱检漏仪,采用喷氦法检漏,结果发现,漏点主要集中在焊道结束点位置<sup>[1]</sup>,在显微镜下观察泄漏点,其典型形貌如图2所示。缺陷处表面可见清晰裂纹,裂纹断口发蓝黑,呈氧化状态,位于熔合线区域,判断为凝固裂纹,是一种热裂纹。

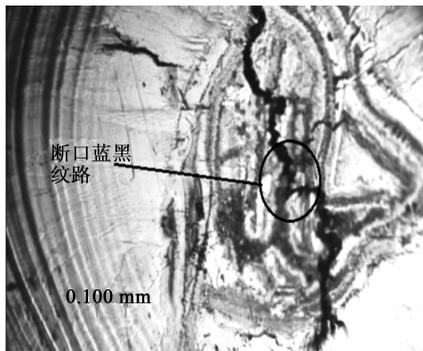


图2 焊道末端弧坑裂纹形貌

## 1.3 “错边”效应简介

通过对陀螺的解剖发现,只有内侧高于外侧的“错边”,焊缝气密性才能达标,而外侧高于内侧的“错边”,气密性检测却不满足要求。即仅当 $\Delta h > 0$ 时,裂纹受到抑制,我们将这种现象称为“错边”效应。

## 2 “错边”对焊接裂纹的机理分析

分析“错边”对裂纹的影响,需从其对焊接过程影响、焊缝化学成分变化及焊缝拘束度3方面着手。

### 2.1 “错边”对焊接过程的影响

以一种“错边”结构(内高外低)为例,接头“错边”,最直接的影响是,它使一种焊材(可伐合金)比

另一种焊材(不锈钢)更接近于激光聚焦点。由激光焊接的“小孔效应”可知,当焊材接受的光斑密度超过了某一阈值,将使材料表面对激光吸收率急剧增加,于是近焦点一侧的焊接模式表现为小孔焊,而远焦点一侧的焊接模式可能仍为热导焊。由此可合理推测焊接的起始阶段熔池将分成两个部分,此时较高处熔池内产生较多液态金属,在两熔池压强差与重力势能的综合作用下,较高熔池内的液态金属流入较低熔池,使两熔池合二为一。与齐平接头相比,焊接熔池的形成过程除显著增加焊缝熔深(这在对比解剖时得到佐证),还将产生两个方面的影响:

- 1) 使焊缝金属的化学成分发生改变,更多地熔入了较高熔池的可伐合金。
- 2) 使焊缝形状呈现斜坡状,而齐平接头的焊缝一般为下凹状。

这两个方面的变化又是如何影响凝固裂纹的形成,需要展开更深入的研究。

## 2.2 “错边”对化学成分的影响

一般焊缝金属成分是凝固裂纹行为的决定性影响因素之一,而评价焊缝化学成分对裂纹的敏感性方法较多。

### 2.2.1 热裂纹指数法

采用热裂纹指数式分别计算出两种焊材的热裂纹指数<sup>[2]</sup>为

$$H_{es} = w(C) \left[ w(S) + w(P) + \frac{w(Si)}{25} + \frac{w(Ni)}{100} \right] \times \frac{10^3}{[3w(Mn) + w(Cr) + w(Mo) + w(V)]} \quad (1)$$

式中 $w(C)$ ,  $w(S)$ ,  $w(P)$ ,  $w(Si)$ ,  $w(Ni)$ ,  $w(Mn)$ ,  $w(Cr)$ ,  $w(Mo)$ ,  $w(Cr)$ ,  $w(V)$ 分别为C, S, P, Si, Ni, Mn, Cr, Mo, Cr, V的质量分数。

由式(1)可得不锈钢1Cr18Ni9Ti的热裂纹指数为1%,而可伐材料4J29热裂纹指数为12.7%。按照通常的判定原则,当 $H_{es} \leq 4\%$ 时,一般不会产生热裂纹。显然,如果单纯从 $H_{es}$ 分析,焊接熔池中更多的不锈钢成分有利于抑制热裂纹,而上述“内高外低”型“错边”熔入了更多的可伐合金,不利于抑制热裂纹的产生,然而,热裂纹指数法未考虑脉冲激光焊的特殊性,需采用其他评价方法进一步分析裂纹敏感性。

### 2.2.2 suutala 图评价法

suutala 图也可用于评价不锈钢凝固裂纹敏感性<sup>[3]</sup>,Cr 当量  $Cr_{eq}$  与 Ni 当量  $Ni_{eq}$  分别为

$$Cr_{eq} = w(Cr) + 1.37w(Mo) + 1.5w(Si) + 2w(Nb) + 3w(Ti) \quad (2)$$

$$Ni_{eq} = w(Ni) + 0.31w(Mn) + 22w(C) + 14.2w(N) + w(Cu) \quad (3)$$

当  $Cr_{eq}/Ni_{eq} \geq 1.48$  时,正常凝固条件下焊缝析出少量铁素体组织,使裂纹扩展难,抗凝固裂纹。不锈钢 1Cr18Ni9Ti 的  $Cr_{eq}/Ni_{eq} = 1.67$  时,判断不产生凝固裂纹,这与热裂纹指数法的评价吻合。然而, Pacary 等研究了在快速冷却条件下的情形,开发出了一种基于脉冲激光焊快速冷却的改进版 suutala 图,指出冷却凝固优先析出奥氏体组织,使这一临界比值上升,只有当  $Cr_{eq}/Ni_{eq} \geq 1.68$  时,快速凝固条件下的焊缝才不开裂。因此,在脉冲激光焊的快速冷却条件下,不锈钢 1Cr18Ni9Ti 同样会发生焊缝开裂现象。可见,在脉冲激光焊接条件下可伐合金与不锈钢均会产生凝固裂纹,焊缝熔池中可伐多一点或不锈钢多一点起不到抑制或促进凝固裂纹的作用。

### 2.3 “错边”对拘束度的影响

焊缝凝固过程必然存在拘束度,它产生于凝固期间的自然收缩,减少拘束度能有效抑制凝固裂纹形成。宏观上呈现凹型表面的焊缝通常使焊缝表面处于促成开裂的拉伸状态<sup>[4]</sup>,相反,焊缝呈现平坦或凸起的表面轮廓,典型地在表面引起压缩应变,使应变穿过焊缝。

焊缝形状的微观因素很大程度上取决于焊接熔池内两种焊材相互融合的程度。焊接接头“错边”造成的高、低两个熔池,能否顺利合二为一,则成为影响焊缝成形质量和焊接强度的关键。两个熔池里的金属能顺畅流动,则两种焊材融合较好,焊缝成形质量较高;反之,熔池金属流动受阻,两种焊材融合较差,焊缝成形则必然受影响。而熔池金属能否流动,取决于熔池压强和重力势能这两个因素。

熔池的压强  $p$ <sup>[5]</sup> 为

$$p = \gamma / r^2 \quad (4)$$

式中: $\gamma$  为表面张力; $r$  为曲率半径。

同等功率密度下,可伐合金熔深更大,即  $r$  较小, $p$  较大。因此,当  $\Delta h > 0$  时,即“内高外低”时,

可伐合金熔深增大,其与不锈钢熔池的压强差进一步增大,加上重力势能的作用,熔化的液态金属就能顺畅地从高熔池流入低熔池,宏观可见形成约  $30^\circ$  的凸状焊缝,所以能有效抑制凝固裂纹的产生。而当  $\Delta h < 0$  时,即“内低外高”的错边情况下,不锈钢熔池处于高位,虽然占有重力势能优势,但由于其对可伐合金熔池存在负压强差,抵消后压强差不如“内高外低”时大,液态金属从高往低流动受阻,宏观上形成约  $60^\circ$  的凹状焊缝,则不能有效抑制凝固裂纹。由此可知只有在“内高外低”时气密性最好。

## 3 运用“错边”效应的改进实例

### 3.1 甄选“错边”的凸台设计

利用“错边”效应,可通过类似错边结构,即在一侧金属增加凸台的方式实现半球陀螺高气密性焊接。凸台金属熔化后,向缝隙一侧的流动受约束小,类似自由扩张,将缝隙“覆盖”,形成凸起熔池,冷却后形成凸状焊缝。为保证完全熔化凸台,光斑中心需对准凸台边缘。对接接头装配需满足尺寸公差要求,如果错边太大<sup>[6]</sup>,会使入射激光在板角处反射,导致焊接过程不稳定,凸台高度据此设计为可伐盖板厚度的  $1/4$ (略大于计算错边量)。

突破阈值的  $\Delta h$  为

$$\Delta h = F_0 - F \quad (5)$$

$$F = (d - d_0) \times f / (D - d_0) \quad (6)$$

$$d = \sqrt{4P_E / (\pi P_d)} \quad (7)$$

式中: $F$  为错边处离焦量; $F_0$  为初始离焦量; $d_0$  为最小光斑直径; $d$  为错边处光斑直径; $D$  为聚焦前光束直径; $f$  为透镜焦距; $P_E$  为脉冲功率; $P_d$  为功率密度。

根据式(5)~(7)可计算出  $\Delta h > 0.3$ ,此时可伐合金材料表面对激光吸收率急剧增加。

### 3.2 改进方案验证

慎重起见,专门就凸台结构的可行性进行了验证试验。分别设计了内侧凸台(模拟“内高外低”错边)、外侧凸台(模拟“外高内低”错边)以及“双凸台”(模拟无错边的平齐结构但将焊接平面整体调近激光焦点)3组试验方案。试验结果如表1所示。

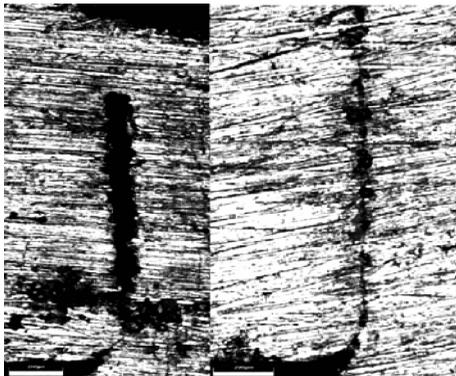
表1 焊接工艺试验参数

凸台结构	漏率值相对设计值倍数	焊缝表面形状
内侧凸台	1	凸起
外侧凸台	470	凹陷
双侧凸台	1	凸起

“双凸台”结构虽然在焊缝密封性方面也满足设计要求,但零件表面(主要是不锈钢表面)出现了明显的过热现象,其原因可能与其成分中不含提高高温性能的 Co 有关<sup>[7]</sup>。

### 3.3 产品改进效果

采用凸台结构后,焊缝剖面如图 3 所示。由图 3(a)可看出,由于内侧凸台焊接模式为小孔焊,吸收了更多激光能量,焊缝内部形成了明显更宽的裂纹,但裂纹上方焊缝表面密封良好。由图 3(b)可看出,裂纹虽窄但贯穿至表面,达不到气密性要求。对于受力较小但气密性要求高的半球陀螺,其封装达到了设计要求。2 年前采用新接头结构的陀螺,目前内部仍保持真空环境。



(a) 改进后

(b) 改进前

图 3 改进前、后焊缝剖面示意图

## 4 结束语

半球陀螺封装焊接“错边”结构能抑制凝固裂纹形成并达到高气密性要求的根本原因,在于采用脉冲激光焊的特殊条件下,合理地利用了可伐合金与不锈钢两种焊材焊接特性的差异性。通过对“错边”效应的机理分析,促使我们对激光焊接技术及材质不同的构件在焊接特性方面的认识得到深化。

### 参考文献:

- [1] CHENG W H, WANG W H, CHEN J C. Defect formation mechanisms in laser welding techniques for semiconductor laser packaging[J]. IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology-Part B, 1996, 19(4): 764-769.
- [2] 雷党刚. 可伐合金外壳激光封焊的裂纹原因分析[J]. 电子技术工艺, 2012, 33(1): 45-49.
- [3] 利波尔德, 科特基. 不锈钢焊接冶金学及焊接性[M]. 陈剑虹译. 北京: 机械工业出版社, 2016.
- [4] 约翰·N·杜邦, 约翰·C·李波特, 塞缪尔·D·凯瑟. 镍基合金焊接冶金学及焊接性[M]. 吴祖乾译. 上海: 上海科学技术文献出版社, 2014.
- [5] 威廉 M. 斯顿. 材料激光工艺过程[M]. 蒙大桥, 张友寿, 何建军, 等译. 北京: 机械工业出版社, 2016.
- [6] 李亚江, 李嘉宁. 激光焊接/切割/熔覆技术[M]. 北京: 化学工业出版社, 2012.
- [7] 曾正名. 实用钢铁材料手册[M]. 3 版. 北京: 机械工业出版社, 2015.

## 读者信息反馈卡(2020 年第 2 期)

▲您目前最感兴趣的技术问题: \_\_\_\_\_

▲您认为本期最佳文章: \_\_\_\_\_ 理由: \_\_\_\_\_

▲您认为本期欠佳文章: \_\_\_\_\_ 理由: \_\_\_\_\_

▲您希望本刊增加哪些内容: \_\_\_\_\_

读者姓名: \_\_\_\_\_ 通信地址: \_\_\_\_\_ 邮编: \_\_\_\_\_

复印有效

文章编号:1004-2474(2020)02-0197-03

# 力反馈模式半球谐振陀螺幅度控制方法优化

严隆辉, 江黎, 蒋春桥, 杨峰, 文路

(中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060)

**摘要:**半球谐振陀螺(HRG)幅度控制环路用于陀螺的振动激发和振动幅度维持,工作于力反馈模式的半球谐振陀螺,其标度因数与陀螺振动幅度成正比。该文对半球陀螺力反馈模式工作原理进行了理论推导,然后分析了传统幅度控制方式受外界温度变化、电子元器件老化等原因影响,将会导致半球陀螺标度因数发生变化,最后提出了半球陀螺幅度控制的优化方法,在实现相同标度因数稳定性的情况下,大幅降低电路实现难度。

**关键词:**半球谐振陀螺(HRG);力反馈模式(FTR);幅度控制;标度因数;优化方法

**中图分类号:**TN384;TP212 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.012

## Optimization of Amplitude Control Method of Hemispherical Resonator Gyroscopes Under Force-to-rebalance Mode

YAN Longhui, JIANG Li, JIANG Chunqiao, YANG Feng, WEN Lu

(The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China)

**Abstract:** The amplitude control loop of hemispherical resonator gyroscopes(HRG) is used for vibration excitation and amplitude maintenance of HRG. The scale factor of HRG working in force-to-rebalance (FTR) mode is proportional to the amplitude of vibration. In this paper, the working principle of HRG working in FTR mode is theoretically deduced, Then, it is analyzed that the traditional amplitude control method will change the scale factor of the hemispherical gyroscope due to the influence of external temperature change and aging of electronic components. And finally, the optimization method of HRG amplitude control is proposed, which can greatly reduce the difficulty of realizing the circuit under the condition of achieving the same scale factor stability.

**Key words:** hemispherical resonator gyroscopes(HRG); force-to-rebalance(FTR) mode; amplitude control; scale factor; optimization method

### 0 引言

半球谐振陀螺(HRG)是一种基于科里奥利效应原理的振动陀螺仪<sup>[1]</sup>。半球陀螺可工作于开环的全角模式,也可工作于闭环的力反馈模式<sup>[2]</sup>。由于力反馈模式半球陀螺寿命长,精度高及噪声低的特点,在空间领域已被大量使用<sup>[3]</sup>。

半球陀螺被激发振动后,旋转陀螺基座,受科里奥利力的作用,波腹点位置相对于基座会发生进动。半球陀螺力反馈回路通过施加力反馈控制力  $C_p(t)$  来维持波腹点在谐振子的特定位置,力反馈控制力与载体转动的角速率成正比,以此来实现载体旋转角速率的测量,其中力反馈控制力与载体转动角速率( $\Omega$ )之比称为半球陀螺的标度因

数  $K$ 。半球陀螺的幅度控制环路用于陀螺的振动激发和振动幅度维持,传统的幅度控制法由于外界温度变化或电子器件老化等因素的存在,使陀螺的振动幅度发生变化,从而导致  $K$  发生变化,降低半球陀螺的测量精度。本文对上述因素对半球陀螺幅度控制的影响进行了分析,并提出了幅度控制的优化方法。

### 1 半球陀螺力反馈模式工作原理

图1为半球陀螺等效振动模型。图中,  $P_1$  为  $0^\circ$  电极方向,  $P_2$  为  $45^\circ$  电极方向,  $a(t)$  为主振动振幅,  $q(t)$  为正交振动振幅,  $\theta$  为主振动波腹与  $P_1$  方向的夹角,即驻波方位角。

收稿日期:2019-10-31

作者简介:严隆辉(1987-),男,四川凉山人,工程师,硕士,主要从事半球谐振陀螺的研究。

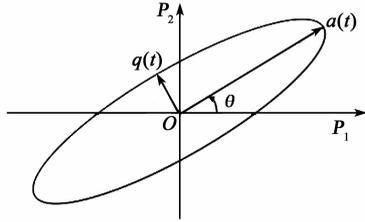


图1 半球陀螺等效振动模型

有外力作用时,半球陀螺的振动方程为

$$\ddot{\mathbf{P}}(t) + 2\alpha\Omega\mathbf{J}\dot{\mathbf{P}}(t) + \omega_n^2\mathbf{P}(t) = \frac{\mathbf{f}(t)}{m} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{P}(t)$ 为2个检测轴向的测量向量值; $\mathbf{J}$ 为常量矩阵; $\mathbf{f}(t)$ 为两个施力轴向的控制力向量,其由 $0^\circ$ 电极 $P_1$ 方向的控制力 $f_c(t)$ 和 $45^\circ$ 电极 $P_2$ 方向的控制力 $f_s(t)$ 两部分组成; $\alpha$ 为半球陀螺的进动因子,其仅与谐振子球壳形状相关; $\omega_n$ 为谐振子的振动频率; $m$ 为谐振子等效质量。且

$$\mathbf{P}(t) = \begin{bmatrix} P_1(t) \\ P_2(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{f}(t) = f_c(t)\cos(\omega_n t) + f_s(t)\sin(\omega_n t) \quad (4)$$

式(1)的解可表示为

$$\mathbf{P}(t) = a(t)\mathbf{I}\mathbf{v}(t)\cos(\omega_n t) + q(t)\mathbf{J}\mathbf{v}(t)\sin(\omega_n t) \quad (5)$$

$$\mathbf{v}(t) = \begin{bmatrix} \cos 2\theta(t) \\ \sin 2\theta(t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中 $\mathbf{I}$ 为二阶单位矩阵。

将式(5)、(6)代入式(1),忽略时间变量 $a(t)$ 、 $q(t)$ 、 $\theta(t)$ 关于时间的二阶导数可得:

$$\dot{\theta}(t) = -2\alpha\Omega + \frac{1}{2a(t)\omega_n m}C_p(t) \quad (7)$$

$$C_p(t) = \mathbf{v}^T\mathbf{J}\mathbf{f}_s(t) \quad (8)$$

式中: $\dot{\theta}(t)$ 为驻波方位角 $\theta(t)$ 关于时间 $t$ 的导数; $C_p(t)$ 为施加在波节点位置且与正交振动同相的控制力,即力反馈控制力。

由式(7)、(8)可知, $C_p(t)$ 可改变 $\theta$ ,利用该特性,在半球陀螺力反馈工作模式下,可施加控制力 $C_p(t)$ 使驻波方位角 $\theta$ 的变化率为0,即式(7)、(8)中等号左边为0,可得:

$$C_p(t) = -4a(t)\omega_n m\alpha\Omega \quad (9)$$

$$K = -4a(t)\omega_n m\alpha \quad (10)$$

式中 $K$ 为力反馈模式下陀螺的标度因数。

由式(9)、(10)可知, $C_p(t)$ 与 $\Omega$ 成正比, $K$ 与 $a(t)$ 成正比,因此,要保持标度因数的稳定性,半球陀螺幅度控制环路需要保证 $a(t)$ 的稳定。

## 2 半球陀螺幅度控制方式

由于各种阻尼因素的存在,需要施加幅度控制力激发陀螺振动以及维持陀螺的振动振幅,将式(5)、(6)代入式(1)可得:

$$\frac{a(t)}{a(t)} = -\frac{1}{2a(t)\omega_n m}C_a(t) \quad (11)$$

$$C_a(t) = \mathbf{v}^T\mathbf{f}_s(t) \quad (12)$$

由式(11)、(12)可知,在波腹点位置,施加与正交振动同相的控制力 $C_a(t)$ ,可使半球陀螺振动幅度发生改变,利用该特性设计的半球陀螺幅度控制框图如图2所示。通常为了简化电路结构,选取初始驻波方位角 $\theta=0^\circ$ ,这样 $P_1$ 方向检测电极可直接检测波腹点的振动<sup>[4]</sup>。缓冲电路将 $P_1$ 方向检测电极与谐振子间的电容变化转换为电路方便处理的电压信号,其增益为 $K_1$ ,调理电路对缓冲电路输出的电压信号进行适当的放大和滤波处理,其增益为 $K_2$ ,在幅值解调模块对调理电路的输出信号进行解调,得到幅度解调值为 $\hat{a}(t)$ ,则有:

$$\frac{\hat{a}(t)}{a(t)} = K_1 K_2 \quad (13)$$

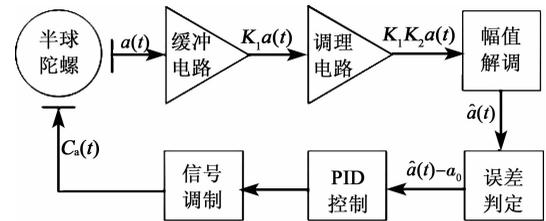


图2 传统幅度控制框图

误差判定环节将 $\hat{a}(t)$ 与幅度预设 $a_0$ 的差值 $(\hat{a}(t) - a_0)$ 传输给PID控制环节,生成幅度控制量,该幅度控制量与正交振动同相的信号调制后形成幅度控制信号 $C_a(t)$ 。当幅度控制环路稳定后, $\hat{a}(t)$ 与 $a_0$ 相等,则有:

$$\hat{a}(t) - a_0 = K_1 K_2 a(t) - a_0 = 0 \Rightarrow$$

$$a(t) = \frac{a_0}{K_1 K_2} \quad (14)$$

半球陀螺所处的外界温度发生改变或电子器件老化等因素,将会导致缓冲电路和调理电路的参数值(选取的电阻值、电容值等)发生改变,从而导致增益 $K_1$ 、 $K_2$ 发生改变,根据式(14)可知,这将导致主

波振幅  $a(t)$  发生改变,从而导致  $K$  发生改变,使陀螺的测量精度降低。

### 3 半球陀螺幅度控制方式改进

针对传统半球陀螺幅度控制方式可能导致陀螺振动幅度随环境温度或电子器件老化发生变化的情况,本文对传统幅度控制进行了优化,其原理框图如图 3 所示。图中,  $C_f$  为积分电容。

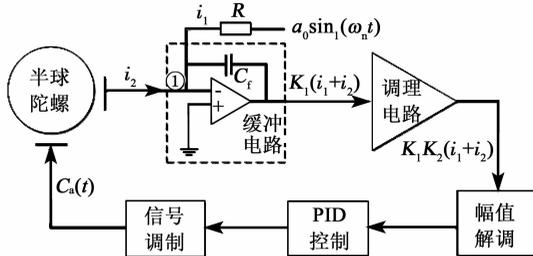


图 3 幅度控制改进方式框图

对比图 2、3 可知,优化后的幅度控制在缓冲放大器的节点①处引入了参考电流  $i_1$ ,其由在精密电阻  $R$  一端施加电压信号  $a_0 \sin(\omega_n t)$  来获得,即

$$i_1 = \frac{a_0 \cos(\omega_n t)}{R} \quad (15)$$

读出电极与谐振子间的静态间隙为  $d_0$ ,半球陀螺工作时,由于正交振动得到有效抑制( $q(t) \approx 0$ ),选取  $\theta = 0^\circ$ ,谐振子在波腹点的振动可表示为  $a(t) \cos(\omega_n t)$ ,读出电极与谐振子间的电容  $C$  为

$$C = \frac{\epsilon S}{d_0 - a(t) \cos(\omega_n t)} \quad (16)$$

式中: $\epsilon$  为介电常数; $S$  为读出电极的面积; $U$  为读出电极与谐振子间的电压。读出电极的电荷  $Q$  为

$$Q = CU = \frac{\epsilon SU}{d_0 - a(t) \cos(\omega_n t)} \quad (17)$$

由于谐振子振动产生的电流  $i_2$  为

$$i_2 = \frac{dQ}{dt} = \frac{\epsilon SU[-a(t)\omega_n \sin(\omega_n t)]}{[d_0 - a(t) \cos(\omega_n t)]^2} \quad (18)$$

半球谐振陀螺正常工作情况下,陀螺的  $a(t)$  比  $d_0$  低 2 个数量级<sup>[5]</sup>,式(18)可改写为

$$i_2 \approx \frac{-\epsilon S U a(t) \omega_n \sin(\omega_n t)}{d_0^2} \quad (19)$$

在图 3 中节点①处的电流为  $i_1$  与  $i_2$  之和,缓冲电路只是一种电流转换为电压的电路示意形式,还可选取其他形式的缓冲电路,由于在节点①已经实现了  $i_2$  与  $i_1$  的比较,所以图 3 中幅值解调的输出已是误差信号,不需要误差判定环节,幅度控制环路控

制稳定后使得  $i_1 + i_2 = 0$ ,优化后的幅度控制方法使谐振子振动的目标值  $a(t)$  为

$$a(t) = \frac{a_0 d_0^2}{\epsilon SUR \omega_n} \quad (20)$$

由式(20)可知,目标值  $a(t)$  与缓冲电路和调理电路的增益  $K_1$ 、 $K_2$  无关,仅与产生参考电流的电阻  $R$  的阻值有关,可选取低温漂的精密电阻来保证  $R$  的稳定性。

### 4 结束语

本文通过公式推导,分析了传统的幅度控制方法由于外界温度变化或电子器件老化等原因,陀螺振动幅度会发生变化,从而导致半球陀螺的标度因数发生改变,使得陀螺的测量精度降低,并提出了消除该类影响的幅度控制改进方法,在实现相同标度因数稳定性的情况下,降低了电路实现的难度。

### 参考文献:

- [1] MATBEEB BA. 固态波陀螺仪导航系统[M]. 马菊红译. 哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,2013:1-2.
- [2] ROZELLE D M. Thehemispherical resonatorgyro: From wineglass to the planets[C]//Georgia:Proc19<sup>th</sup> AAS/AIAA Space Flight Mechanics Meeting, 2009: 1157-1178.
- [3] LYNCH D D. HRG development atdelco, litton, and Northrop grumman[C]//Ireland: Proceedings of The Anniversary Workshop on Solid-State Gyroscopy, 2008:19-21.
- [4] 赵洪波,任顺清,滕浩军,等. 力反馈模式半球谐振陀螺仪振幅控制稳态模型的建立[J]. 中国惯性技术学报, 2013,21(1):107-111.  
ZHAO Hongbo, REN Shunqing, TENG Haojun, et al. Modeling and analysis of slight vibration capacitance of HRG establishment of steady state model of amplitude-control for hemispherical resonator gyro under force-rebalance mode[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2013, 21(1): 107-111.
- [5] 雷霆,彭慧,丁琴华,等. 半球陀螺微振动电容检测模型与分析[J]. 压电与声光, 2011, 33(1): 34-37.  
LEI Ting, PENG Hui, DING Qinghua, et al. Modeling and analysis of slight vibration capacitance of HRG [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2011, 33(1): 34-37.

# 基于单光子技术的闪烁体衰减时间常数测量

王强,王璐,屈菁菁,丁雨瞳

(中国电子科技集团公司第二十六研究所,重庆 400060)

**摘要:**采用单光子技术中的延迟符合法原理,搭建了一套闪烁体衰减时间常数测量系统。选取国产的 Ce : LYSO 和 Ce : LuAG 两种闪烁体各 3 条进行衰减时间测量,将测试得到的衰减时间常数曲线进行单指数拟合,计算可得,Ce : LYSO 和 Ce : LuAG 发光衰减时间常数平均值分别为 43.85 ns 及 56.02 ns。结果表明,该套装置的测试结果与国内外同行其他测量方法得到的结果基本一致。

**关键词:**单光子;衰减时间常数;闪烁体;Ce : LYSO;Ce : LuAG

**中图分类号:**TM930.8;TL812+.1 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.013

## Measurement of Scintillator Decay Time Constant Based on Single Photon Technology

WANG Qiang, WANG Lu, QU Jingjing, DING Yuchong

(The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China)

**Abstract:** A set of measurement system of scintillator decay time constant is built up based on the principle of delayed coincidence method of single photon technology. Three pieces scintillation crystals of Ce : LYSO and Ce : LuAG scintillators were selected to measure the decay time. The single exponential fitting of the decay time constant curve obtained from the measurement is carried out. The calculated decay time constant average of Ce : LYSO is 43.85 ns; the decay time constant average of Ce : LuAG is 56.02 ns. The test results of the device are basically consistent with those of other measurement methods at home and abroad.

**Key words:** single photon; decay time constant; scintillator; Ce : LYSO; Ce : LuAG

### 0 引言

闪烁体衰减时间常数<sup>[1]</sup>是闪烁体最重要的性能指标之一,衰减时间常数对于闪烁体内部闪烁性能及闪烁探测器的研究具有重要意义。闪烁体的发光包括发光增加和发光衰减两个过程:

1) 发光增加包括入射粒子在闪烁体中发射光子数达到最大值的过程,这个过程所需时间称为上升时间常数。

2) 发光衰减是指发光强度从最大值衰减到最大值的  $1/e$  所经历的过程,这个过程所需时间被称为发光衰减时间常数。

目前国内外对于闪烁体衰减时间常数的测量方法从原理上主要分为光通量模拟法和单光子计数法两大类<sup>[2]</sup>:

1) 光通量模拟法是将按时间分布的被测闪烁体的闪烁光,通过光电转换器件转换为电流量,然后通过核电子学处理得到按时间分布的电压量。光通

量模拟法测量精度较低,动态范围较窄,但由于该方法所需测试设备较少,测试技术与数据处理较方便,所以光通量模拟法常用于衰减时间系数较长的闪烁体测量。

2) 单光子计数法<sup>[3-4]</sup>是目前最常用的一种荧光寿命测试方法,是 1961 年为检测闪烁体的发光脉冲形状建立的。主要有单光子门计数法和单光子延迟符合法,它具有较高的灵敏度,可采用弱激发方式进行测量,可避免强源激发所带来的测试复杂化问题,具有较高的稳定性和重复性,本文采用单光子延迟符合法进行测量。

### 1 测试系统

#### 1.1 测试原理

图 1 为单光子延迟符合法测试系统基本原理。利用放射源产生  $\gamma$  线,使用两路探头,一路使用待测闪烁体的一个端面与光电倍增管 1(PMT1)耦合产生一个快速脉冲,通过后续的快前放 1、延迟器 1 和

收稿日期:2019-10-12

基金项目:2016 年工信部工业强基工程基金资助项目(TC160A310-17);军用电子元器件支撑科研基金资助项目(1607WM0005)

作者简介:王强(1986-),男,重庆人,工程师,硕士,主要从事核辐射探测的相关研究。E-mail:wqctc@163.com。

恒比定时器 1(CFD1)产生一个同步信号,作为启动信号;另外一路使用待测闪烁体的另一个端面通过小孔准直器与快速光电倍增管 2(PMT2)耦合产生单光子信号,通过后路的快前放 2、延迟器 2 和恒比定时器 2(CFD2)产生一个同步信号,作为停止信号。通过设定启、停触发之间的延迟量,只有这两路触发信号都进入设定的时间符合窗内,才启动符合计数器。时幅转换器(TAC)将启停脉冲对的间隔时间转化为电压高度,输出至多道脉冲幅度分析器(MCA)进行计数道积分。通过长时间的累加,即可实现闪烁体样品的发光特性时间参数测量,获得发光衰减时间常数曲线。

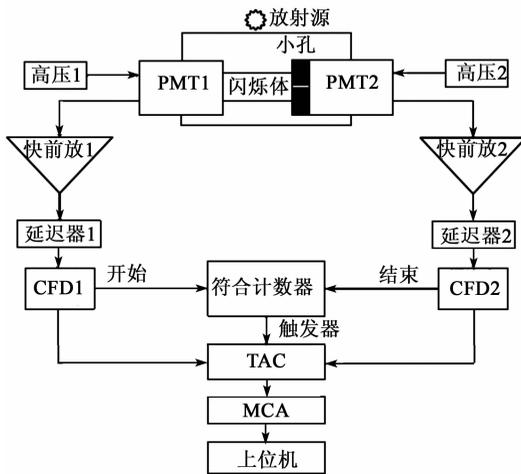


图 1 单光子延迟符合法测试系统原理图

### 1.2 测试设备

图 2 为单光子延迟符合法测试系统,由样品室、电子学系统及软件系统组成。样品室实现辐射源、闪烁体固定及光电倍增管探测;电子学系统实现高压供电、前置放大、延迟、恒比定时及符合测量;软件系统实现系统参数设置和时间谱测量,获得时间谱测量的数据和曲线。

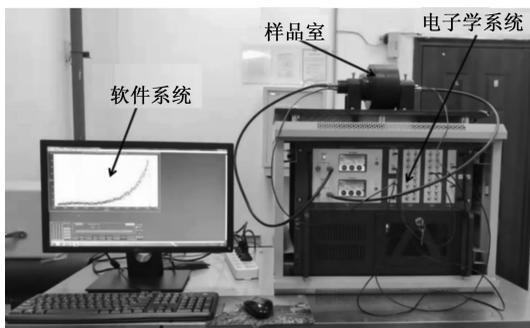


图 2 单光子延迟符合法测试设备

## 2 衰减时间常数测试及结果

衰减时间常数测试使用中国电子科技集团公司

第二十六研究所生产的 Ce : LYSO 和 Ce : LuAG 两种闪烁体,其中 Ce : LYSO 尺寸为 3.9 mm × 3.9 mm × 20 mm, Ce : LuAG 尺寸为 5 mm × 5 mm × 5 mm,分别取 3 条,编号为 1#、2#、3#。

### 2.1 Ce : LYSO 测试

将 Ce : LYSO 在样品室内安装固定好,使用 <sup>137</sup>Cs 放射源产生  $\gamma$  线,用示波器测量 PMT1 和 PMT2 的输出信号,如图 3 所示。由图可知,PMT1 输出为脉冲信号,幅值约 150 mV;PMT2 输出为单光子信号,幅值约 30 mV。

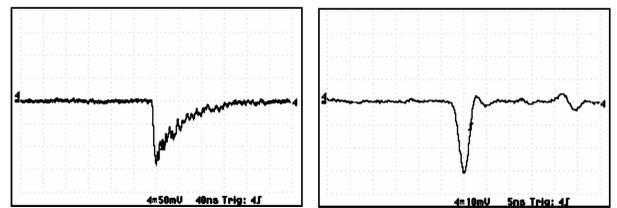


图 3 Ce : LYSO 的 PMT 输出信号

在软件界面设置时间窗口范围为 200 ns;开始通道恒比定时器过零电压为 20 mV,恒比定时器比较阈值电压为 75 mV;结束通道恒比定时器过零电压为 5 mV,恒比定时器比较阈值电压为 15 mV。测试得到 1#、2#、3# Ce : LYSO 闪烁体衰减时间常数曲线如 4 所示。

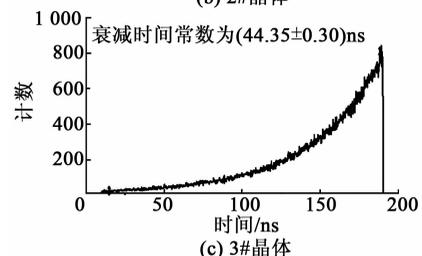
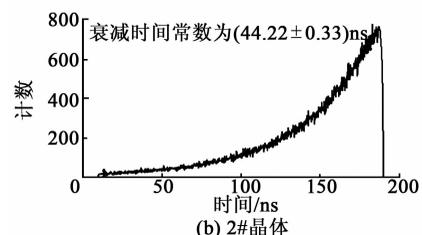
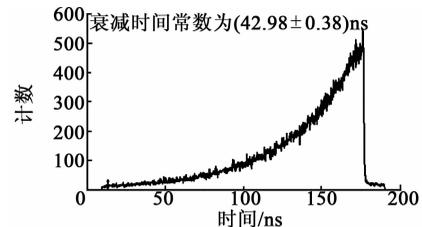


图 4 Ce : LYSO 衰减时间常数测试曲线

## 2.2 Ce:LuAG 测试

将 Ce:LuAG 在样品室内安装固定好,使用  $^{137}\text{Cs}$  放射源产生  $\gamma$  线,用示波器测量 PMT1 和 PMT2 的输出信号,如图 5 所示。由图可看出, PMT1 输出为脉冲信号,幅值约 30 mV; PMT2 输出为单光子信号,幅值约 15 mV。

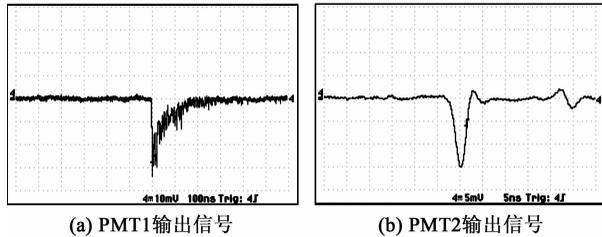


图 5 Ce:LuAG 的 PMT 输出信号

在软件界面设置时间窗口范围为 1 000 ns; 开始通道恒比定时器过零电压为 5 mV, 恒比定时器比较阈值电压为 15 mV; 结束通道恒比定时器过零电压为 3 mV, 恒比定时器比较阈值电压为 7 mV。测试得到 1#、2#、3# Ce:LYSO 闪烁体衰减时间常数曲线如 6 所示。

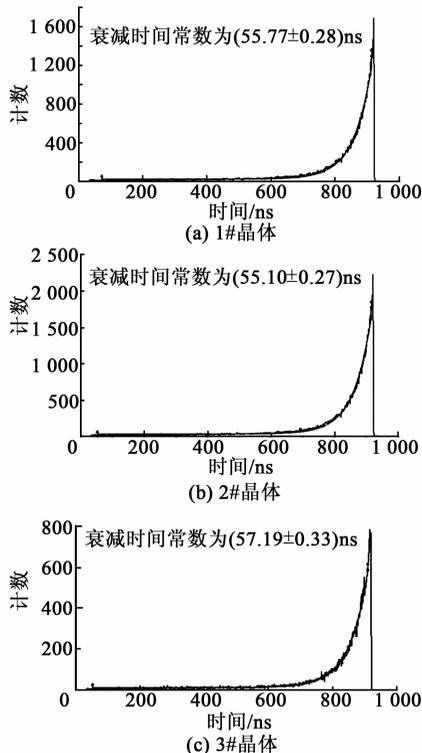


图 6 Ce:LuAG 衰减时间常数测试曲线

## 2.3 测试结果与分析

对测试得到的衰减时间常数曲线进行单指数拟合,得到 Ce:LYSO 和 Ce:LuAG 闪烁体衰减时间常数如表 1 所示。

表 1 衰减时间常数测试结果

闪烁体	晶体编号	衰减时间常数/ns	平均值/ns
Ce:LYSO	1#	$42.98 \pm 0.38$	43.85
	2#	$44.22 \pm 0.33$	
	3#	$44.35 \pm 0.30$	
Ce:LuAG	1#	$55.77 \pm 0.28$	56.02
	2#	$55.10 \pm 0.27$	
	3#	$57.19 \pm 0.33$	

由表 1 可看出,Ce:LYSO 和 Ce:LuAG 两种闪烁体的 1#、2#、3# 测试样品衰减时间常数存在差别,分析其主要原因为:

- 1) 测试样品的一致性差距。产品批次不同或取至同一根原生晶棒的不同位置。
- 2) 小孔对单光子的发散程度不够。
- 3) 测试系统存在电子学误差。

## 3 结束语

本文采用单光子延迟符合法原理搭建测试系统,使用  $^{137}\text{Cs}$  放射源测量 Ce:LYSO 和 Ce:LuAG 两种闪烁体的衰减时间常数,将测试得到的衰减时间常数曲线进行单指数拟合,计算得到 Ce:LYSO 和 Ce:LuAG 两种闪烁体的衰减时间常数,其中 Ce:LYSO 闪烁体衰减时间常数平均值为 43.85 ns,与文献[5]报道基本一致;Ce:LuAG 闪烁体衰减时间常数平均值为 56.02 ns,与文献[6]报道基本一致。

## 参考文献:

- [1] 胡孟春,叶文英,唐章奎,等. 闪烁体衰减常数值的脉冲波形测量方法[J]. 仪器仪表学报,2004,25(Suppl. 1): 144-146.
- [2] 汲长松,王婷婷,张庆威,等. 锂玻璃、葱闪烁体衰减时间测量[J]. 核电子学与探测技术,2017(5):507-509.
- [3] BOLLINGER L M, THOMAS G E. Measurement of the time dependence of scintillation intensity by a delayed-coincidence method[J]. Review of Scientific Instruments,1961,32(9):1044-1050.
- [4] BECKERW,贝克尔,屈军乐. 高级时间相关单光子计数技术[M]. 北京:科学出版社,2009.
- [5] LIU Junhui, XU Jionghui, CHENG Fengfeng, et al. Investigation of the time performance of a LYSO array for TOF-PET[J]. Chinese Physics C, 2015, 39(12): 103-108.
- [6] NIKL M, YOSHIKAWA A, KAMADA K, et al. Development of LuAG-based scintillator crystals—A review[J]. Progress in Crystal Growth and Characterization of Materials, 2013, 59(2): 47-72.

# 自动加料单晶炉的设计与研究

李海林, 武 欢, 王 瑞

(中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060)

**摘 要:** 由于传统的晶体生长设备不具备加料功能, 在晶体生长过程中无法进行原料补充, 所以最终的晶体尺寸通常受制于坩埚和设备大小。而更大尺寸的坩埚和设备成本高, 这制约了大尺寸晶体的研究和发展。该文设计了一种自动加料系统, 可根据已生长的晶体质量向坩埚内补充同等质量的原料, 确保坩埚内固-液界面保持不变, 从而实现小坩埚生长大尺寸晶体的目标, 提高了设备利用率, 节约了能源, 降低了生产成本, 促进了大尺寸晶体的发展。

**关键词:** 自动加料; 提拉单晶炉; 晶体生长; 大尺寸晶体

**中图分类号:** TN304.053 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.014

## Design and Study of Automatic Feeding Czochralski Crystal Furnace

LI Hailin, WU Huan, WANG Rui

(The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China)

**Abstract:** Since the conventional crystal growth equipment does not have a feeding function, and the raw materials cannot be replenished during the crystal growth process, the final crystal size is usually subjected to the size of the crucible and the equipment, while the cost of larger size crucible and equipment is high, which restricts the research and development of large size crystal. In this paper, an automatic feeding system is designed, which can supply the same mass of raw materials to the crucible according to the quality of the grown crystal, and ensure that the solid-liquid interface in the crucible remains unchanged, so as to achieve the goal of growing largesize crystal in a small crucible, improve the utilization rate of equipment, save energy, reduce production costs, and promote the development of largesize crystal.

**Key words:** automatical feeding; Czochralski crystal furnace; crystal growth; large size crystal

### 0 引言

晶体具有优异的光敏特性、热敏特性和掺杂特性, 是电子工业和高技术领域不可缺少的材料。人工晶体材料的制备是将组成晶体的基元(原子、分子或离子)解离后按照一定规则又重新组合的过程<sup>[1]</sup>。提拉法<sup>[2]</sup>是目前获取人工晶体材料的主要方法之一, 其原理是: 熔体在接触到籽晶时, 通过降低熔体温度来形成过冷度, 从而使熔体沿籽晶结晶, 并随籽晶的逐渐上升而生长成棒状晶体。

由于传统的晶体生长设备在晶体生长过程中不会补充原料, 所以, 坩埚内的固-液界面会因熔体结晶而逐渐下降, 直至熔体全部结晶完成。因此, 最终晶体的大小取决于预先放置于坩埚中的原料多少,

而坩埚中原料的多少取决于坩埚和生长设备的大小。如果想通过大的坩埚和设备来生长大尺寸晶体, 则成本高。如何在生长过程中添加原料, 使固-液界面保持不变, 从而利用小坩埚生长大尺寸晶体以降低生长成本, 已成为晶体生长工作者追求的重要目标。

### 1 自动加料单晶炉结构及工作原理

自动加料单晶炉(见图1)是在原提拉单晶炉(以中国电子科技集团公司第二十六研究所生产的JGD系列提拉单晶炉为参考设备)的基础上进行改进和优化设计, 主要由晶体自动生长控制系统和自动加料控制系统组成, 自动加料控制系统受控于晶体自动生长控制系统。

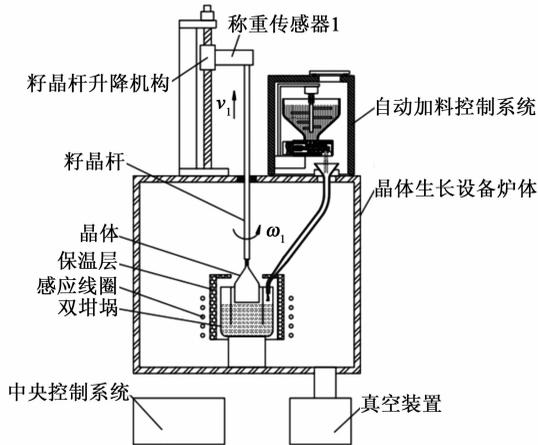


图1 自动加料单晶炉结构示意图

晶体自动生长控制系统(见图1)由提拉模块、称重模块、旋转模块、加热模块及中央控制模块等组成<sup>[3]</sup>。提拉模块为晶体提供一个垂直向上的移动速度 $v_1$ ,使晶体不断向上生长。称重模块实时测量,并向中央控制系统反馈晶体的质量 $M$ (晶体开始生长前称重传感器清0)。旋转模块为晶体提供一个旋转速度 $\omega_1$ ,保证晶体生长的连续性。加热模块为原料融化和晶体生长提供所需热量。中央控制模块对反馈回来的数据信息进行处理,并根据处理结果对加热功率及加料速度等参数进行控制调整。

自动加料控制系统(见图2)由称重模块、加料模块和中央控制系统组成。称重模块实时测量料斗中剩余原料质量,同时将数据反馈给中央控制模块。中央控制模块根据数据计算出已向坩埚中添加的原料质量 $m$ ;加料模块通过电机旋转将原料以速度 $v_2$ 从料斗底部出口推向落料口,原料通过引料管后落入坩埚。

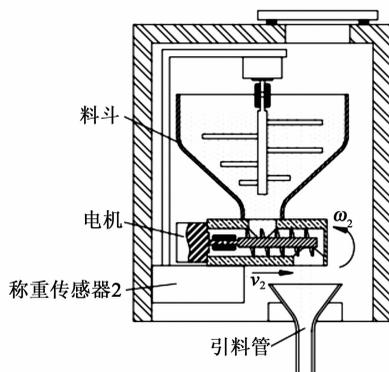


图2 自动加料系统结构示意图

晶体自动生长控制系统和自动加料控制系统均采用称重反馈方式<sup>[4]</sup>, $v_1$ 作为输入参数,由晶体生长

人员设置确定, $v_2$ (或 $\omega_2$ )作为自动调整参数,根据反馈回来的数据信息作出相应变化。生长过程中,两个称重传感器获得质量数据,中央控制系统根据数据计算出晶体质量 $M$ 和添加粉料质量 $m$ ,在对其进行比较判断后,通过控制自动加料系统中电机的旋转速度 $\omega_2$ ,调整推料速度 $v_2$ ,使 $m=M$ ,确保自动添加的原料质量和生长的晶体质量一致,从而实现坩埚内的固-液界面保持不变,保证晶体能一直持续生长,直到程序结束为止。

## 2 晶体自动生长控制系统

晶体自动生长控制系统的原理是将晶体的实际质量 $M$ 与理论质量 $M'$ 进行比较,并根据比较结果来控制加热功率,调节晶体结晶速度的快慢,进而实现 $M=M'$ 。

在放肩阶段,晶体的理论质量为

$$M' = \rho_1 \cdot V_1 \quad (1)$$

式中: $\rho_1$ 为晶体密度; $V_1$ 为放肩阶段晶体体积。

若将其近似为圆锥体<sup>[5]</sup>,则有:

$$V_1 = \frac{1}{3} \pi r^2 v_1 t \quad (2)$$

式中: $t \in [0, \frac{h_0}{v_1}]$ 为晶体的生长累计时间, $h_0$ 为程序中设置的晶体放肩高度; $r$ 为晶体底面半径。

若程序设置等径半径为 $R$ ,则有:

$$r = \frac{v_1 t}{h_0} R \quad (3)$$

由式(1)~(3)可得放肩阶段晶体的理论质量为

$$M' = \frac{\pi \rho_1 v_1^3 t^3 R^2}{3 h_0^2} \quad \left( t \in \left[ 0, \frac{h_0}{v_1} \right] \right) \quad (4)$$

当 $t = \frac{h_0}{v_1}$ 时有:

$$M' = \frac{\pi \rho_1 R^2 h_0}{3} \quad (5)$$

在等径阶段,晶体的理论质量为

$$M' = \rho_1 \cdot V_2 \quad (6)$$

式中 $V_2$ 为等径阶段晶体总体积,可视为一个圆锥体和圆柱体组成,即

$$V_2 = \frac{1}{3} \pi R^2 h_0 + \pi R^2 (v_1 t - h_0) \quad \left( t \in \left( \frac{h_0}{v_1}, T \right] \right) \quad (7)$$

式中 $T$ 为系统设置的生长结束时间。

结合式(6)、(7)可得等径阶段晶体的理论质量为

$$M' = \pi\rho_1 R^2 \left( v_1 t - \frac{2}{3} h_0 \right) \quad \left( t \in \left( \frac{h_0}{v_1}, T \right] \right) \quad (8)$$

根据称重传感器 1 返回的数据得到晶体的  $M$ 。当  $M > M'$  时,说明晶体结晶速度较快,需要适当加大加热功率  $P$ ,以减小温场梯度,降低结晶速度;当  $M < M'$  时,说明晶体结晶速度较慢,需要减小热功率  $P$ ,以加大温场梯度,提高结晶速度。其控制流程如图 3 所示。

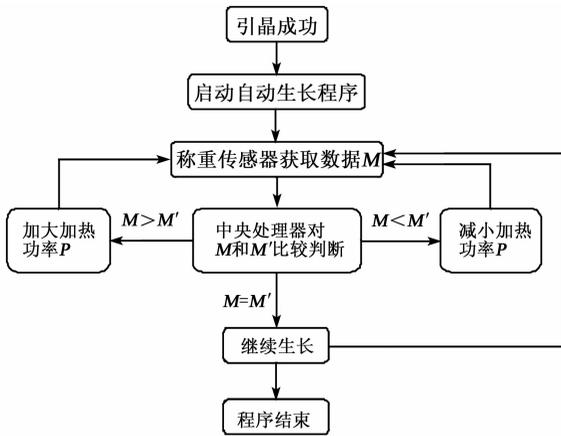


图 3 晶体自动生长控制流程图

### 3 自动加料控制系统

在自动加料控制系统中,以补充的原料理论质量  $m'$  作为参考量,补充的原料实际质量  $m$  作为调整变量,通过系统控制最终实现  $m = m'$ 。 $m$  的变化通过自动调整理论加料速度  $v_2$  (或电机理论转速  $\omega_2$ ) 来实现,所以,  $m$  是一个关于  $v_2$  (或  $\omega_2$ ) 和时间  $t$  的函数。

在晶体放肩阶段,补充原料的  $m'$  为

$$m' = \int_0^{t_0} \rho_2 S v_2 dt \quad \left( t \in [0, t_0], t_0 \in \left( 0, \frac{h_0}{v_1} \right] \right) \quad (9)$$

式中:  $t_0$  为晶体放肩阶段任一时刻;  $\rho_2$  为原料密度;  $S$  为腔室有效截面积(除去螺旋推杆外的截面积(见图 2))。

根据质量守恒定律有:

$$m' = M' \quad (10)$$

由式(4)、(9)及(10)可得:

$$\int_0^{t_0} \rho_2 S v_2 dt = \frac{\pi\rho_1 v_1^3 t^3 R^2}{3h_0^2}$$

$$\left( t \in [0, t_0], t_0 \in \left( 0, \frac{h_0}{v_1} \right] \right) \quad (11)$$

$$v_2(t) = \frac{\pi\rho_1 v_1^3 R^2}{\rho_2 S h_0^2} t^2 \quad \left( t \in \left[ 0, \frac{h_0}{v_1} \right] \right) \quad (12)$$

由式(9)和(12)可知,当  $t_0 = \frac{h_0}{v_1}$  时有:

$$m' = \int_0^{\frac{h_0}{v_1}} \frac{\pi\rho_1 v_1^3 R^2}{h_0^2} t^2 dt = \frac{\pi\rho_1 R^2 h_0}{3} \quad (13)$$

在晶体等径阶段,补充的原料理论总质量为

$$m' = \frac{\pi\rho_1 R^2 h_0}{3} + \int_{\frac{h_0}{v_1}}^{t_0} \rho_2 S v_2 dt \quad \left( t \in \left[ \frac{h_0}{v_1}, t_0 \right], t_0 \in \left( \frac{h_0}{v_1}, T \right] \right) \quad (14)$$

由式(8)、(10)及(14)可得:

$$\frac{\pi\rho_1 R^2 h_0}{3} + \int_{\frac{h_0}{v_1}}^{t_0} \rho_2 S v_2 dt = \pi\rho_1 R^2 \left( v_1 t - \frac{2}{3} h_0 \right) \quad \left( t \in \left[ \frac{h_0}{v_1}, t_0 \right], t_0 \in \left( \frac{h_0}{v_1}, T \right] \right) \quad (15)$$

$$v_2(t) = \frac{\pi\rho_1 R^2 v_1}{\rho_2 S} \quad \left( t \in \left[ \frac{h_0}{v_1}, T \right] \right) \quad (16)$$

结合式(12)、(16),则理论加料速度为

$$v_2(t) = \begin{cases} \frac{\pi\rho_1 v_1^3 R^2}{\rho_2 S h_0^2} t^2 & \left( t \in \left[ 0, \frac{h_0}{v_1} \right] \right) \\ \frac{\pi\rho_1 R^2 v_1}{\rho_2 S} & \left( t \in \left[ \frac{h_0}{v_1}, T \right] \right) \end{cases} \quad (17)$$

又有:

$$v_2 = \omega_2 k \quad (18)$$

式中:  $\omega_2$  为电机的理论转速;  $k$  为螺旋推杆导程。

由式(17)、(18)得电机的理论转速为

$$\omega_2(t) = \begin{cases} \frac{\pi\rho_1 v_1^3 R^2}{\rho_2 S h_0^2 k} t^2 & \left( t \in \left[ 0, \frac{h_0}{v_1} \right] \right) \\ \frac{\pi\rho_1 R^2 v_1}{\rho_2 S k} & \left( t \in \left[ \frac{h_0}{v_1}, T \right] \right) \end{cases} \quad (19)$$

根据(19)可知,在晶体放肩阶段,自动加料系统中,  $\omega_2$  是  $t$  的二阶函数。在晶体等径阶段,  $\omega_2$  只是一个常数,其曲线示意图如图 4 所示。

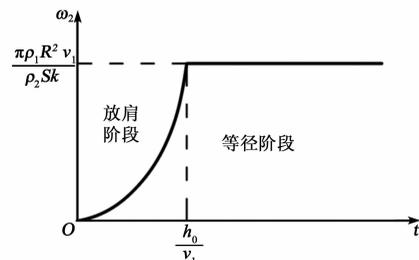


图 4 电机理论转速  $\omega_2$  曲线示意图

在实际生长过程中,补充原料为粉状物,由于在不同部位其密实程度存在一定差异,所以,  $\rho_2$  也并非固定不变,这导致补充原料的  $m$  与  $m'$  有一定偏差。在晶体生长控制系统下,  $M = M'$ , 结合式(10)可得  $m' = M' = M$ 。因此,要想实现  $m = M$ , 保证坩埚内固-液界面不变,则必须满足  $m = m'$ 。而  $m = m'$  的实现,需要中央控制系统对加料系统的  $\omega_2$  进行比例、积分和微分(PID)闭环控制。其控制流程图如图5所示。

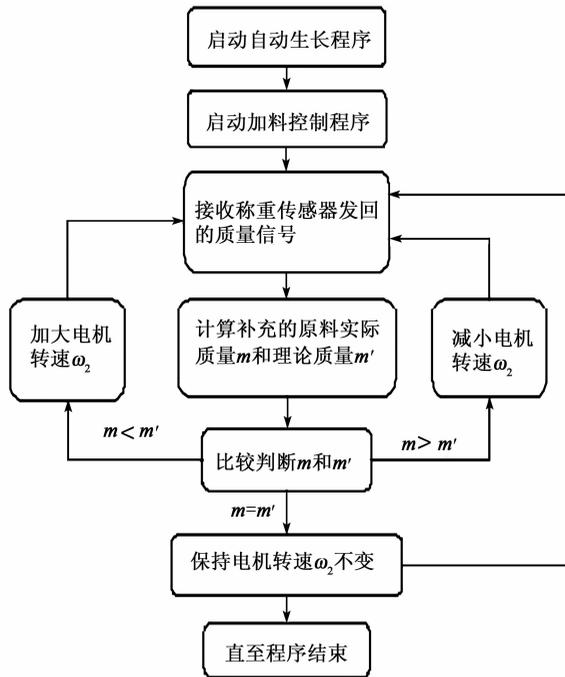


图5 自动加料系统控制流程图

在系统PID控制下,加料系统中电机的实际转速会随着理论转速来回波动,尤其是两个阶段的前期较明显,随后波动幅度逐渐减小。在等径阶段后期,实际转速较平稳,无明显波动。电机在系统控制下的转速示意图如图6所示。

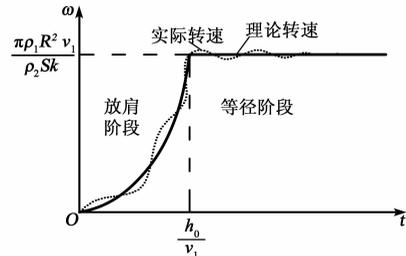


图6 电机转速示意图

#### 4 结束语

本文根据补充粉料质量与生长晶体质量相等这一原则,以晶体质量为参考,通过自动加料系统对加料速度进行控制,确保坩埚内固-液界面保持不变,进而实现小坩埚生长大尺寸晶体的目标,提高了设备利用率,节约了能源,降低了生长成本。但在实际生产中,当晶体长度尺寸达到一定值后,晶体上端可能会因离温场距离较远,温度下降过快而开裂。若要防止晶体开裂,唯有加大温场高度,但如何对其进行分段控制,形成合理的温场梯度,从而避免晶体在生长及降温过程中开裂,还需要进一步研究。

#### 参考文献:

- [1] 秦善. 晶体学基础[M]. 北京:北京科学出版社,2004.
- [2] 张克从,张乐惠. 晶体生长与技术上[M]. 北京:科学出版社,1997.
- [3] 赵曙光. CZ单晶炉晶体生长控制系统[J]. 科学论坛, 2012(34):111.
- [4] 李金,何晔,余建军,等. 全自动提拉单晶炉系统控制技术[J]. 压电与声光,2013,35(1):140-143.  
LI Jing, HE Ye, SHE Jianjun, et al. Study on the control technique of full-automatic crystal furnace[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2013, 35(1):140-143.
- [5] 王岩,康明,李敏远. 直拉法晶体生长的晶体形状控制算法[J]. 兵工自动化,2006,25(1):58-59.

文章编号:1004-2474(2020)02-0207-06

# 仿生毛发气流传感器在流场中的传感特性研究

徐 强, 李佳玲, 孙凯旋, 姜亚妮, 边义祥

(扬州大学 机械工程学院, 江苏 扬州 225127)

**摘 要:**模仿昆虫感受器的结构,设计制备了一种仿生毛发气流传感器——表面对称电极含金属芯聚偏氟乙烯(PVDF)纤维(SMPF)传感器。基于流体力学理论和第一类压电方程建立了 SMPF 的气流感应模型。搭建了实验系统,验证了 SMPF 对于气流速度的传感能力。实验结果表明,SMPF 的输出信号和气流速度的平方成线性关系,验证了理论模型,表明 SMPF 具有感知气流速度的能力。将纤维呈阵列排布置于风洞流场中,用气流对纤维阵列进行冲击,搭建实验系统,验证了纤维在流场中的传感特性,并进行有限元仿真分析。实验结果表明,在风洞装置中,当有气流流过时,会产生流动边界层,且沿着气流速度方向边界层厚度越来越厚,同一截面上的气流速度差也越来越大。实验结果验证了理论模型,表明 SMPF 具有感知流场分布的能力。

**关键词:**仿生毛发;表面对称电极含金属芯聚偏氟乙烯(PVDF)纤维(SMPF);压电特性;气流感应模型;传感器;流动边界层

中图分类号:TM282;TP212.6 文献标识码:A DOI:10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.015

## Study on Sensing Characteristics of Bionic Hair Flow Sensor in Flow Field

XU Qiang, LI Jialing, SUN Kaixuan, JIANG Yani, BIAN Yixiang

(College of Mechanical Engineering, Yangzhou University, Yangzhou 225127, China)

**Abstract:** By imitating the structure of insect receptor, a bionic hair airflow sensor, surface symmetric electrode with metal core polyvinylidene fluoride(PVDF) fiber sensor(SMPF), is designed and fabricated. Based on the theory of hydrodynamics and the first piezoelectric equation, the air flow sensing model of SMPF is established. An experimental system is built to verify the sensing ability of SMPF for airflow velocity. The experimental results show that the output signal of SMPF has a linear relationship with the square of air velocity. The experimental results show that the output signal of SMPF has a linear relationship with the square of the airflow velocity, which validates the theoretical model and shows that SMPF has the ability to sense the airflow velocity. The fibers are arranged in an array row in the wind tunnel flow field, and the fiber array is impacted by the airflow. An experimental system is built to verify the sensing characteristics of the fibers in the flow field, and a finite element simulation analysis is carried out. The experimental results show that in the wind tunnel device, when there is airflow flowing, a flow boundary layer is generated, the thickness of the boundary layer becomes thicker and thicker along the direction of airflow velocity and the airflow velocity difference on the same cross section is getting larger and larger. The experimental results verify the theoretical model and show that SMPF has the ability to sense the flow field distribution.

**Key words:** bionic hair; polyvinylidene fluoride(PVDF) fiber sensor(SMPF); piezoelectric properties; air flow sensing model; sensor; flow boundary layer

### 0 引言

近年来,机电传感技术获得了高速发展<sup>[1]</sup>,尤其是一些微型传感技术在医疗、家用、航空航天及人工智能等方面得到了越来越广泛的应用。随着这些传感技术的普及和应用,对传感器的使用性能和要求越来越高<sup>[2]</sup>,要求传感器可更全面与详细地对流场信号进行监测<sup>[3]</sup>,这就需要相关领域的科研人员有更多样的思路,并提出不同的研究方法。在这种

形势下,仿生学技术应运而生<sup>[4]</sup>,使得人们对于流场的分析和探究迈出了新的一步,为科研人员解决流场相关问题提供了一定的技术支持。

仿生学这一概念始于1960年<sup>[5]</sup>,经过半个世纪的发展已成为一门愈发成熟的学科<sup>[6-7]</sup>。作为一门综合性的学科,仿生学的研究方向主要是模仿自然界中生物体的生理机制,然后应用到现代科学领域中。虽然目前仿生学已获得了一定进步和发展,但

收稿日期:2019-10-17

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51775483)

作者简介:徐强(1992-),男,安徽阜阳人,硕士生,主要从事仿生传感器设计方面的研究。通信作者:边义祥(1973-),男,江苏沭阳人,教授,博士,主要从事机械仿生设计方面的研究。

还远未达到生物体的生理功能<sup>[8]</sup>,最简单的生物结构都比人工机械复杂和精细<sup>[9]</sup>,因此,仿生学还有广阔的进步空间。近年来,仿生学的应用越来越广泛<sup>[10]</sup>,与其他学科的交叉部分也越来越多,许多技术的应用实现都离不开仿生学,因此,仿生学的前景十分宽广。

研究发现,昆虫毛发作为昆虫的重要感觉器官,可以帮助昆虫感知外界的信号刺激<sup>[11]</sup>,其一般为悬臂梁结构,即一端固定在基体上,一端处于可自由运动的状态<sup>[12]</sup>,当外界信号(如气流、振动、声音等)刺激这些毛发时,毛发自由端会随着刺激信号发生弯曲并产生电信号<sup>[13]</sup>,如蟋蟀尾纤上的纤毛、蚊虫的触须及鱼类的侧线系统等<sup>[14]</sup>。本文使用的表面对称电极含金属芯聚偏氟乙烯(PVDF)纤维(SMPF)是在研究大自然生物毛发感受器的基础上,基于仿生学原理设计、制备的。目前市场上的传感器主要分为传统压电陶瓷传感器及高分子压电材料传感器<sup>[15]</sup>两种。这类传感器灵敏度较高,传感性能较稳定,但尺寸较大,很难应用于微型传感器的设计和制备<sup>[13]</sup>,制造过程繁琐,只能测试很小空间中的流场,且一旦制备好尺寸不能随意改变<sup>[16]</sup>,因此其应用场合受限。本实验采用的SMPF纤维属于高分子压电材料的一种,其压电性能好,灵敏度高,使用方便<sup>[15]</sup>,使用时可根据实验需要而改变其尺寸,制造成本低,且具有直接的压电转换性能,为仿生气流传感器的发展提供了新的思路和方法<sup>[17]</sup>。

## 1 仿生毛发电流传感器的设计与制备

图1为本文实验所使用的SMPF纤维结构。将金属丝置于拉丝装置中,放入PVDF颗粒加热使其融化,然后进行拉制,使金属芯表面均匀包裹一层PVDF,接着涂镀对称电极,并进行极化,即可得到SMPF纤维。

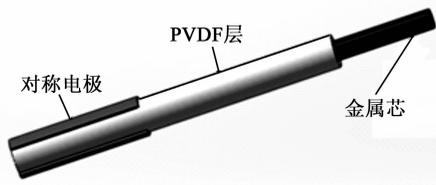


图1 SMPF纤维

## 2 悬臂梁结构SMPF纤维气流传感器的理论模型

SMPF纤维极化部分的压电方程<sup>[18]</sup>可表示为

$$\mathbf{S} = \mathbf{s}^e \mathbf{T} + \mathbf{d}^T \mathbf{e} \quad (1)$$

$$\mathbf{D} = \mathbf{d} \mathbf{T} + \boldsymbol{\varepsilon}^T \mathbf{e} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{S}$ 为应变; $\mathbf{T}$ 为应力; $\mathbf{D}$ 为电位移; $\mathbf{e}$ 为电场强度; $\mathbf{s}$ 为弹性柔顺系数; $\mathbf{d}$ 为压电常数; $\boldsymbol{\varepsilon}$ 为介电常数。

实验时,SMPF纤维一端固定不动,另一端呈自由状态。当气流吹向SMPF纤维时,纤维产生弯曲(见图2)。图2中, $L$ 为纤维总长, $l$ 为纤维涂镀电极部分的长度, $\delta$ 为平板不同位置流动边界层的厚度。当纤维产生弯曲时截面电极分布情况如图3所示时,两侧加粗圆弧部分为对称涂镀电极部位,气流沿着正对着电极的方向对纤维进行冲击。

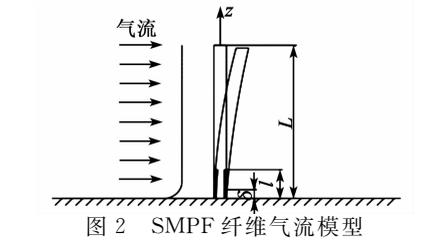


图2 SMPF纤维气流模型

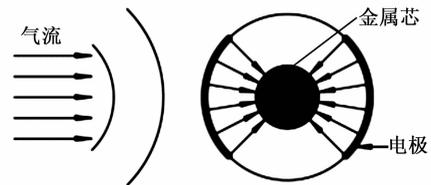


图3 SMPF纤维有电极部分截面图

当气流作用在纤维上时,纤维受到的力 $F_D$ 可等效为均布载荷,即

$$F_D = C_D \rho_{\text{air}} v^2 R L \quad (3)$$

式中: $F_D$ 为SMPF纤维单位长度上所受载荷<sup>[19]</sup>;  $v$ 为气流速度; $R$ 为纤维截面半径; $\rho_{\text{air}}$ 为空气的质量密度; $C_D$ 为阻力系数。

纤维受到的弯矩为

$$M = \frac{1}{2} F_D (L - z)^2 \quad (4)$$

纤维的电位移为

$$D_r = \frac{MR \sin \theta}{s_{11}^E EI} \quad (5)$$

式中: $M$ 为纤维所受弯矩; $z$ 为沿着纤维长度方向的坐标; $s_{11}^E$ 为场强恒定时的弹性柔顺系数; $E$ 为纤维弹性模量; $I$ 为纤维的惯性矩; $EI$ 为纤维的抗弯刚度。

设纤维弯曲时的曲率半径为 $r$ ,且只有涂镀电极的部位能产生电荷<sup>[20]</sup>,因而

$$1/r = M/(EI) \quad (6)$$

SMPF纤维横截面上部分电极的表面电荷为

$$Q = \int_0^l \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} D_r R d\theta dz = \frac{d_{31} C_D \rho_{\text{air}} v^2 L^4 R^2 \sin \frac{\alpha}{2}}{3 s_{11}^E EI} \quad (7)$$

式中:  $d_{31}$  为压电常数;  $\alpha$  为涂镀电极的包角。

故当给 SMPF 纤维一个气流冲击时, 纤维会产生电荷  $Q$ , 且  $Q$  与  $v$  和  $L$  呈线性增加关系。

图 4 为平板边界层。图中,  $U$  为沿着平板流动的气流, 且初始速度为  $u$ ,  $u_x$  为沿着  $x$  方向的气流速度,  $\delta_1$ 、 $\delta_2$  分别为平板不同位置流动边界层的厚度,  $\tau$  为流体受到的切应力。当气流沿着平板方向流动时, 由于流体本身具有粘性, 且靠近平板处的粘性不可忽略, 因此, 靠近平板一侧的流速会逐渐减小, 从而形成流动边界层<sup>[21]</sup>。

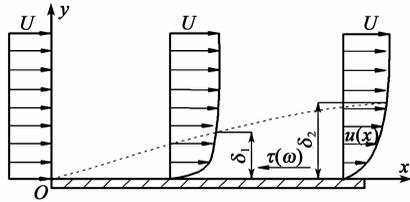


图 4 平板边界层

流体在边界层处的流动满足:

$$\frac{\tau_0}{\rho u^2} = \frac{d\delta}{dx} \quad (8)$$

式中  $\rho$  为流体密度;  $\tau_0$  为流体在边界层处受到的切应力;  $\frac{u_x}{u}$  为速度的分布函数, 且是  $\frac{y}{\delta}$  的函数, 令:

$$\frac{u_x}{u} = f\left(\frac{y}{\delta}\right) \quad (9)$$

则式(9)满足以下 3 个边界条件<sup>[18]</sup>:

- 1)  $y=0, u_x=0$ 。
- 2)  $y=\delta, u_x=u$ 。
- 3)  $y=\delta, \frac{\partial u_x}{\partial y}=0$ 。

在以上 3 个边界条件下, 速度的分布函数<sup>[15]</sup>为

$$\frac{u_x}{u} = \frac{2y}{\delta} - \left(\frac{y}{\delta}\right)^2 \quad (10)$$

边界处的切应力为

$$\tau_0 = \mu \frac{du_x}{dy} = \frac{2\mu u}{\delta} \quad (11)$$

式中  $\mu$  为流体内摩擦系数。将式(11)代入式(8)得:

$$\delta = 2\sqrt{\frac{\mu x}{\rho u}} \quad (12)$$

由式(12)可看出, 边界层的厚度和流体横向坐标  $x$  呈线性增加关系<sup>[14]</sup>。所以在风洞装置内沿着气流速度方向边界层厚度逐渐增加, 同时边界位置的气流速度与中间位置气流速度间的差值沿着流方向逐渐增大<sup>[21]</sup>。

### 3 有限元仿真分析

首先我们通过 Ansys 对流场进行有限元仿真

分析。仿真的流体域长  $\times$  宽  $\times$  高为 560 mm  $\times$  240 mm  $\times$  90 mm, 设流体的流速为 5 m/s, 温度为 20  $^{\circ}\text{C}$ , 1 个标准大气压, 根据流体的流动方向设置进、出口位置, 得出流体在不同位置处的气流模型得到的结果如图 5~7 所示。图中, 突出箭头部分表示风洞流场中各截面处的速度分布, 突出越明显表示所在截面两侧与中间气流速度差越大, 两侧流速越小。由图可看出, 在靠近第一排纤维处(见图 5)位置, 流场截面上各点的速度较均匀, 流动边界层不明显。然后沿着流速方向, 边界处的流速逐渐减小, 且边界层厚度逐渐增大。说明当气流从风洞中通过时, 沿着流速方向会产生流动边界层且边界层厚度逐渐增大。

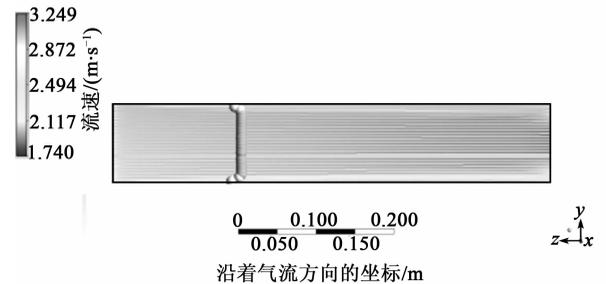


图 5 第一阶段风速仿真

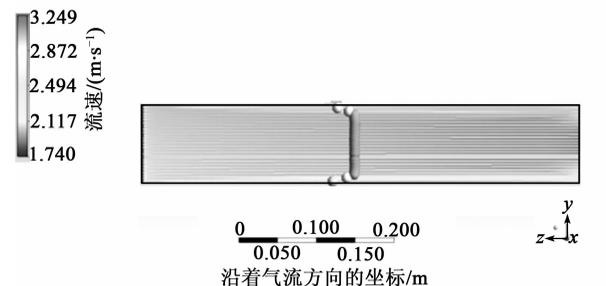


图 6 第二阶段风速仿真

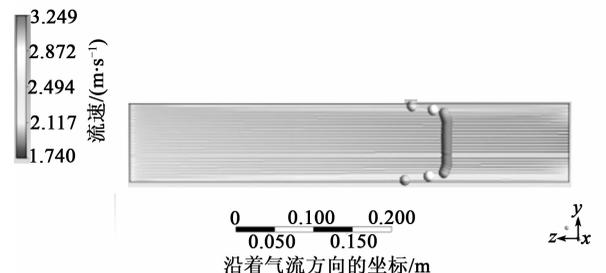


图 7 第三阶段风速仿真

## 4 SMPF 纤维流场传感实验

### 4.1 纤维对气流冲击的响应

#### 4.1.1 单根纤维对气流冲击的响应

首先测试单根纤维能否感受流体的冲击, 将纤维固定于风洞装置内, 对其进行气流冲击, 得出纤维

输出的电信号如图 8 所示。由图可知,在 2.652 1 s 时, SMPF 纤维产生电信号;在 3.923 4 s 时,风速传感器产生电信号;二者之间存在一个感应时间差。这是因为 PVDF 材料具有直接的机电转换性能。因此, SMPF 纤维比风速传感器先感受到气流冲击。由图还可知, SMPF 纤维产生电信号后,信号大小先增大后减小最终趋于初始状态;风速传感器产生电信号后,信号大小逐渐增大,最终达到稳定状态,说明 SMPF 纤维只能感受到突变的冲击信号。

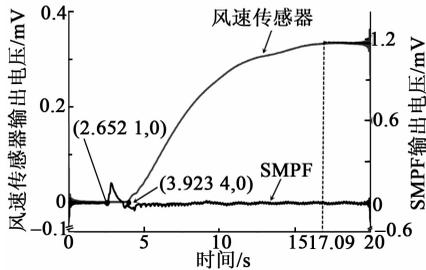


图 8 SMPF 纤维和管道式风速传感器实验数据对比

4.1.2 气流速度对 SMPF 纤维信号的影响

实验时,将纤维固定于风洞装置中,纤维长度取 10 mm、20 mm、30 mm,分别用 3~10 m/s 的气流对纤维进行冲击。气流速度从 3 m/s 开始,每次增加 1 m/s,对纤维产生的电信号进行采集处理,得出其随气流速度变化的关系如图 9 所示。

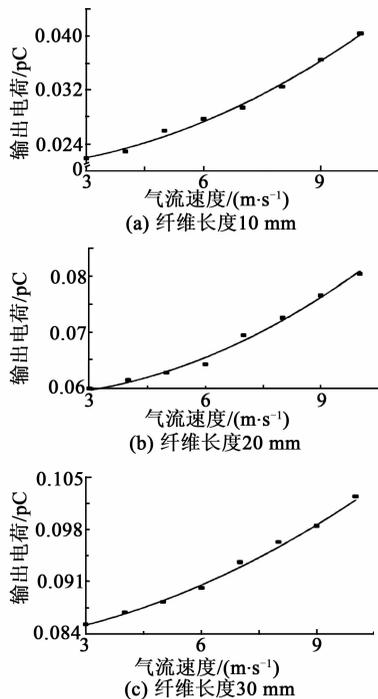


图 9 不同长度时纤维信号

由图 9 可看出,当气流速度逐渐增大时,纤维产

生的电信号逐渐增大,且二者之间呈二次曲线关系,这与式(7)的结果吻合。由图 9 还可看出,随着纤维长度的逐渐增加,纤维信号也逐渐增大,这与理论模型相符,即纤维产生的信号随气流速度的增大而增大,且与速度呈二次线性关系。

4.2 纤维在流场中的传感实验

4.2.1 纤维阵列在流场中的电荷变化

图 10 为实验装置示意图。将 15 根 SMPF 纤维呈 3 排 5 列布置于风洞实验装置中,纤维长度为 30 mm,用气流进行冲击,气流速度为 5 m/s。对纤维产生的电荷信号进行处理分析,分别得出每排纤维信号大小的变化规律。图 11 为当纤维长度和进风口处气流速度保持不变时靠近进风口处第一、二、三排纤维产生的电荷情况。

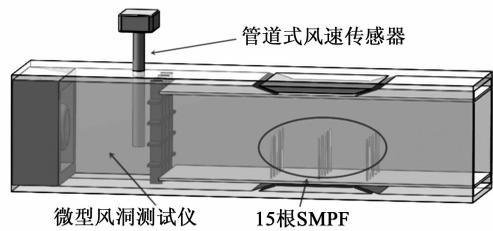


图 10 实验装置图

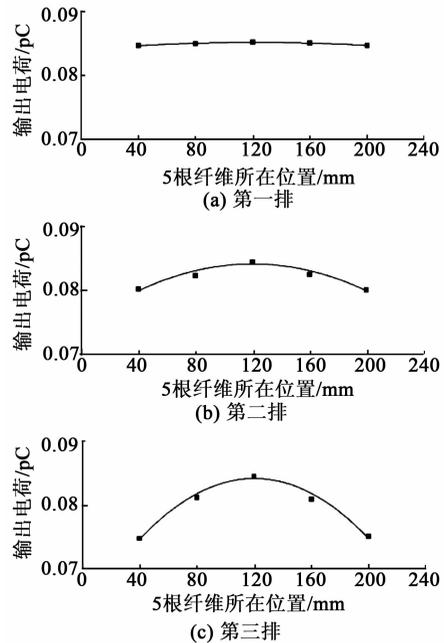


图 11 每排纤维信号大小的变化规律

图 12 为通过对图 11 进行整合分析得出的纤维阵列信号强度分布图。由图可看出,越靠近后排,两侧纤维的信号强度逐渐减小,中间纤维与两侧纤维间信号差逐渐增大。由图 11 可看出,对于同一排纤维,越靠近进风口处,两侧纤维与中间位置纤维间的

电荷差值越小。由于纤维长度固定,由式(7)可知,影响纤维信号变化的因素为纤维所在处气流速度的大小。由此可推出,在风洞装置内,沿着气流速度方向,边界处的气流速度与中间处的气流速度之间的差值逐渐增大。由图 11 还可看出,对于同一列纤维,沿着气流速度方向,纤维产生的电荷信号逐渐减小,且中间一列纤维产生的电荷大小几乎不变,外侧两列纤维的电荷变化最明显。这说明在风洞装置内,沿着气流速度方向,气流速度呈逐渐减小趋势,且越靠近中间,流速减小越不明显;越靠近两侧,流速减小越明显。即沿着流速方向,气流速度整体减小,且中间处与两侧处的流速差逐渐增大。

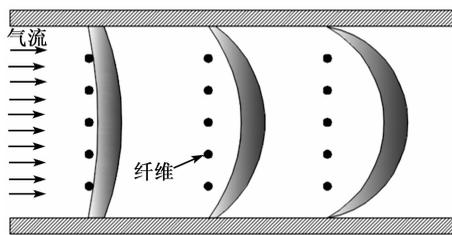


图 12 纤维阵列信号大小

#### 4.2.2 纤维阵列在流场中的响应时间差变化

由图 8 可看出,对同一次气流冲击,SMPF 纤维和风速传感器之间存在一个响应时间差。因此,可根据响应时间差的变化来探究流场中的气流变化情况。实验装置不变,纤维仍呈三排五列布置,纤维长度为 30 mm,气流速度为 5 m/s,测试纤维开始响应时间与风速传感器响应时间之间的差值。对数据进行处理分析,得到二者响应时间差的变化规律如图 13 所示。

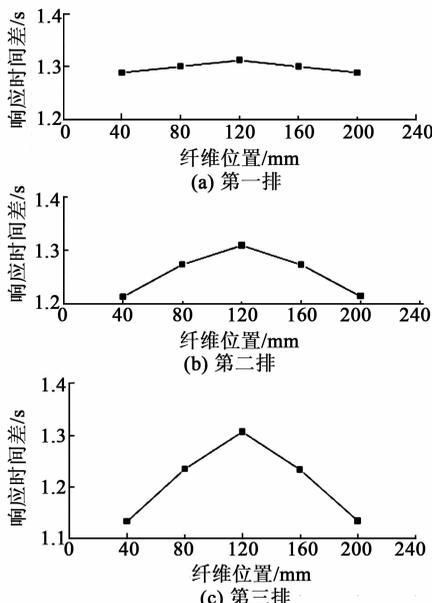


图 13 不同排响应时间差

由图 13 可看出,沿着气流方向即从第一排到第三排,纤维的响应时间差曲线越来越尖锐突出。说明越靠近后排,每排居中位置纤维和风速传感器的响应时间差与同排两侧纤维和风速传感器的响应时间差之间的差值越大。由于纤维和风速传感器的位置固定不动,所以纤维和风速传感器的响应时间差是由流场内气流速度决定的,即越靠近后排的位置,流场中间处的气流速度与两侧处的气流速度的差值越大;沿着气流速度方向,流场边界处的气流速度逐渐减小,流场边界层厚度逐渐增大,图 14 为纤维响应时间差排布。图中每排纤维响应时间差的变化规律与图 13 基本一致,这也与第 2 节中的流场边界层理论模型相吻合。

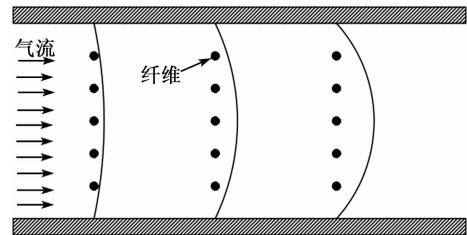


图 14 纤维阵列响应时间差分布

#### 5 结束语

本次实验先利用单根自制的仿生毛发气流传感器并将其置于风洞流场中,通过风动装置产生气流对纤维进行刺激,探究了气流速度与纤维产生电荷间的关系。然后利用多根纤维呈阵列布置于风洞装置中,在流场中对流体进行测试分析,通过纤维与气流传感器响应时间差的变化分析流场中的流体特性,得出沿着流体方向,流体边界层厚度越大,同一截面处的流体速度差也逐渐增大,并通过有限元仿真进一步验证了实验结果的正确性。为探究仿生传感器在流场中的传感特性研究提供了一定的理论基础。

#### 参考文献:

[1] HOSHI T, SHINODA H. Robot skin based on touch-area-sensitive tactile element[C]// Orlando, Florida: IEEE International Conference on Robotics and Automation, IEEE, 2006:3463-3468.

[2] YANG Y, KLEIN A, BLECKMANN H, et al. Artificial lateral line canal for hydrodynamic detection[J]. Appl Phys Lett, 2011, 99(2):023701-023701-3.

[3] VAN DYCK M, DE MEY F, PEREMANS H. A computational study of biomimetic mechanosensor ar-

- ray processing for air flow sensing[C]//Hawaii:IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing, IEEE, 2007;1-6.
- [4] LANDOLFA M A, MILLER J P. Stimulus-response properties of cricket cercal filiform receptors[J]. *Journal of Comparative Physiology A*, 1995, 177(6):749-757.
- [5] CASAS J, STEINMANN T, KRIJNEN G. Why do insects have such a high density of flow-sensing hairs? Insights from the hydromechanics of biomimetic MEMS sensors[J]. *Journal of the Royal Society Interface*, 2010, 7(51):1487.
- [6] JAC H, BARTH F G. Medium flow-sensing hairs: Biomechanics and models[J]. *Advances in Insect Physiology*, 2007, 34(7):1-80.
- [7] AVITABILE D, HOMER M, CHAMPNEYS A R, et al. Mathematical modelling of the active hearing process in mosquitoes[J]. *Journal of the Royal Society Interface*, 2009, 7(42):105-122.
- [8] JACOBS G A, MILLER J P, ALDWORTH Z. Computational mechanisms of mechanosensory processing in the cricket[J]. *Journal of Experimental Biology*, 2008, 211(11):1819-1928.
- [9] ABDULSADDA A T, TAN Xiaobo. An artificial lateral line system using IPMC sensor arrays[J]. *International Journal of Smart & Nano Materials*, 2012, 3(3):226-242.
- [10] BELTON P. An analysis of direction finding in male mosquitoes[M]. Berlin: Springer Verlag, 1974: 139-147.
- [11] OGAWA H, CUMMINS G I, JACOBS G A, et al. Visualization of ensemble activity patterns of mechanosensory afferents in the cricket cercal sensory system with calcium imaging[J]. *Journal of Neurobiology*, 2006, 66(3):293-307.
- [12] HABIB M K. Biomimetics: Innovations and robotics [J]. *International Journal of Mechatronics & Manufacturing Systems*, 2011, 4(2):113-134.
- [13] SCHAEFER M, JACOBS P, BAUER D, et al. Investigation and development of a molding process for the production of micro-hairs[J]. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 2010, 51(9):935-944.
- [14] CHEN N, TUCKER C, ENGEL J M, et al. Design and characterization of artificial haircell sensor for flow sensing with ultrahigh velocity and angular sensitivity [J]. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 2007, 16(5):999-1014.
- [15] NAWI M N M, MANAF A A, ARSHAD M R, et al. Review of MEMS flow sensors based on artificial hair cell sensor[J]. *Microsystem Technologies*, 2011, 17(9):1417-1426.
- [16] DAGAMSEH A M K, VET B, TICHELAAR F D, et al. ZnO:Al films prepared by rf magnetron sputtering applied as back reflectors in thin-film silicon solar cells [J]. *Thin Solid Films*, 2008, 516(21):7844-7850.
- [17] DARGAHI J, XIE WF, JI P. An experimental teleaction system for sensing and teleprecetional of human pulse[J]. *Mechatronics*, 2008:1-13.
- [18] MATSUSHIGE K, NAGATA K, IMADA S, et al. The II-I crystal transformation of poly (vinylidene fluoride) under tensile and compressional stresses [J]. *Polymer*, 1980, 21(12):1391-1397.
- [19] CASAS J, STEINMANN T, KRIJNEN G. Why do insects have such a high density of flow-sensing hairs? Insights from the hydromechanics of biomimetic MEMS sensors[J]. *Journal of the Royal Society Interface*, 2010, 7(51):1487.
- [20] BIAN Y X, LIU R, HUANG X, et al. Design and fabrication of a metal core PVDF fiber for an air flow sensor[J]. *Smart Materials & Structures*, 2015, 24(10):105001-9.
- [21] HILL P S M. Vibration and animal communication: A review[J]. *American Zoologist*, 2001, 41(5):1135-1142.

# 一种悬臂梁式 MSMA 振动能量采集器研究

张庆新,吕俊伯,杨静,王路平,冯志刚

(沈阳航空航天大学 自动化学院,辽宁 沈阳 110036)

**摘要:**振动能量在自然界中广泛存在,利用智能材料收集振动能量为微电子系统供电是新能源领域的发展趋势。该文利用新型智能材料磁控形状记忆合金(MSMA)的逆效应研究设计了一种基于悬臂梁式的 MSMA 振动能量采集器,对采集器的各部分结构进行理论分析和系统设计,并建立了振动能量采集器的结构模型。利用 ANSYS 软件对磁场进行有限元分析,验证了磁场回路和磁感应强度满足采集振动能量的要求。在此基础上,研制了采集器样机,并通过搭建实验平台对采集器进行实验测试,结果表明,该悬臂梁式 MSMA 振动能量采集器具有较宽的振动能量采集频带,输出电压可达 220 mV,为振动能量的收集利用提供了参考依据。

**关键词:**磁控形状记忆合金(MSMA);振动能量采集器;悬臂梁;样机;有限元分析

**中图分类号:**TM619;TH73;TB381 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.016

## Study on a Kind of Cantilever Beam MSMA Vibrational Energy Harvester

ZHANG Qingxin, LYU Junbo, YANG Jing, WANG Luping, FENG Zhigang

(School of Automation, Shenyang Aerospace University, Shenyang 110136, China)

**Abstract:** The vibration energy exists widely in nature, and the use of intelligent materials to collect vibration energy to power microelectronic systems is a development trend in the field of new energy. In this paper, a kind of MSMA vibration energy harvester based on cantilever beam is designed by using the inverse effect of a new smart material of magnetically controlled shape memory (MSMA). The structure of each part of the collector is analyzed theoretically and designed systematically, and the structure model of the vibration energy harvester is established. The finite element analysis of magnetic field is carried out by using ANSYS software, and it is verified that the magnetic circuit and magnetic induction intensity meet the requirements of vibration energy harvesting. On this basis, a prototype of harvester is developed and tested by setting up an experimental platform. The results show that the cantilever MSMA vibration energy harvester has a wide frequency band of vibration energy acquisition, and the output voltage can reach 220 mV, which provides a reference for the collection and utilization of vibration energy.

**Key words:** magnetically controlled shape memory(MSMA); vibration energy harvester; cantilever beam; prototype; finite element analysis

### 0 引言

近年来随着通讯技术和微集成电路的发展,无线传感器和微机电系统得到了广泛应用,由于传统的供电问题严重制约着微机电等系统工作的持久性,难以适用于复杂多变的外部环境。而振动能量是自然界中广泛存在的能量之一,能量密度高,且安全可靠,具有广阔的应用前景。因此,从环境中采集能量为系统供电是普遍采用的解决方法。振动能量转化为电能的方式有压电式、静电式、电磁式和磁致伸缩式 4 种<sup>[1-2]</sup>。

文献[3]研究了一种悬臂梁结构的压电式振动能

量采集器,在阻抗 250 kW、输入加速度为 2.25 m/s<sup>2</sup> 时,可收集能量 80 μW;Makoto 等<sup>[4]</sup>设计了一种基于驻极体的非接触轴承用作间隙控制的静电式能量收集器,当施加加速度 2g (g = 9.8 m/s<sup>2</sup>)、频率 63 Hz 的振动源时,可收集 1.0 μW 能量;文献[5]设计的电磁源将振动能转化为电能,振动能量收集系统能在无需外接电系统输出达 4.2 V、355 mA 的稳定电能;Berbyuk 等<sup>[6]</sup>利用 Terfenol-D 磁滞伸缩材料研究了一种能量收集器,在预压力为 17.1 MPa,应力幅值为 57.6 MPa,频率 50 Hz 时,其最大输出电压幅值可达 10 V,功率为 0.45 W。

本文利用磁控形状记忆合金(MSMA)材料的

收稿日期:2019-09-20

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51277126);辽宁省高等学校优秀人才支持计划基金资助项目(LR2013007);辽宁省自然科学基金资助项目(2014024014);航空科学基金资助项目(2014ZB54010)

作者简介:张庆新(1970-),男,河北涿水人,教授,博士,主要从事智能检测与控制,电机及其智能控制系统的研究。

逆效应,设计了一种基于悬臂梁结构的 MSMA 振动能量采集器,从理论上分析了 MSMA 能量采集系统的工作原理,进行了结构设计,利用 ANSYS 仿真软件对磁场进行分析,并搭建实验平台,实验结果验证了采集系统的可行性,实现了将振动机械能转化为电能,可为微型传感器和微电子设备提供电源。

### 1 MSMA 振动能量采集器的工作原理

MSMA 具有磁控形状记忆效应,在室温条件下,对其施加一定强度的偏置磁场,可促使其发生马氏体相变,与传统形状记忆合金相比,具有形变量大,动态响应速度快,易控制等特点。理论上 MSMA 可以达到 10% 的直线变形率和 18% 的弯曲变形率<sup>[7-8]</sup>。图 1(a) 为未施加磁场时合金母相内部的结构,对其施加外部磁场  $H$  后,合金内部晶体的孪晶界面将出现移动(见图 1(b)),内部孪晶变体的易磁化方向开始逐渐趋于磁场的方向,孪晶结构的分界线向外部扩张,合金发生变形,当形变到一定程度时保持不变,MSMA 材料呈现记忆效应。

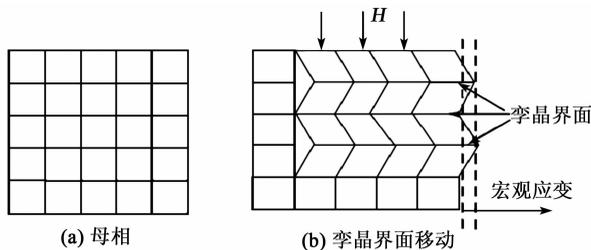


图 1 MSMA 受磁场影响内部晶体结构示意图

图 2 为 MSMA 振动能量采集器的工作原理图。由图 1(b) 可知,在 MSMA 两侧施加恒定强度磁场  $H$ ,合金变形伸长,在施加应力  $F$  的作用下 MSMA 回复原有长度,通过往复形变收缩,导致材料内部磁化强度发生变化,使 MSMA 周围感应线圈的磁通量随之改变,感应线圈内会产生感应电压<sup>[9-10]</sup>。

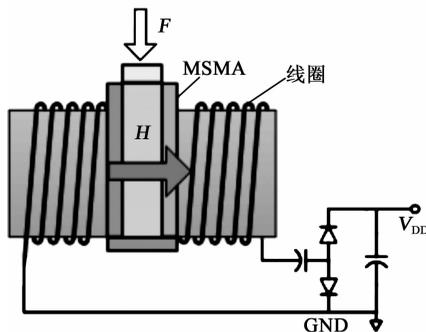


图 2 MSMA 振动能量采集器的工作原理图

根据法拉第电磁感应定律可得感应线圈中的感

应电动势为

$$U(t) = -N \frac{\partial \phi}{\partial t} = -NS \frac{\partial B}{\partial t} \quad (1)$$

式中:  $U(t)$  为线圈中的感应电动势;  $N$  为线圈缠绕匝数;  $\phi$  为通过线圈的磁通量;  $S$  为线圈的横截面积;  $B$  为通过线圈的磁感应强度,且

$$B = \mu_0 (H + M_{ag}) \quad (2)$$

式中:  $\mu_0$  为真空磁导率;  $M_{ag}$  为磁化强度。

### 2 悬臂梁 MSMA 振动能量采集器的设计

根据 MSMA 的变形机理和采集器工作原理可知,采集器设计需满足以下几个条件:

- 1) 施加到 MSMA 两侧偏置磁场的磁场强度、磁极结构保证使 MSMA 有足够大的形变量。
- 2) 确保 MSMA 材料施加应力的合理方式,实现材料最佳形变效果。
- 3) 设计合理的感应线圈匝数和线径,保证输出感应电压值的有效性。

#### 2.1 采集器结构设计

图 3 为本文设计的悬臂梁式 MSMA 振动能量采集器结构模型。悬臂梁固定支架与自由端间通过“双 T”型桥连接固定,MSMA 和保护套放置于 T 型桥间的卡槽中;永磁体 A 提供恒定偏置磁场,磁路沿着“永磁体 A—悬臂梁固定支架—MSMA—悬臂梁自由端—永磁体 A”的方向;感应线圈缠绕在 MSMA 保护套表面;永磁体 B 固定在悬臂梁的自由端;永磁体 C、D 放置在采集装置的末端,利用磁场增强技术使采集器末端的两对永磁体((B、C)和(B、D))相互排斥,构成多振荡器,利用动态放大技术在多稳态振荡器与基座间设计一个质量-弹簧元件构成的动态放大机构,使悬臂梁与动态放大器构成两自由度振动系统。将振动能量采集器放置在振动装置上,振动装置振动时,动态放大器放大振动幅度,悬臂梁自由端的永磁体 B 上、下振动,带动悬臂梁弯曲变形,从而对 MSMA 施加挤压力,由于压力使 MSMA 材料产生形变,导致磁通量变化,由法拉第电磁感应定律可知,感应线圈产生感应电动势。

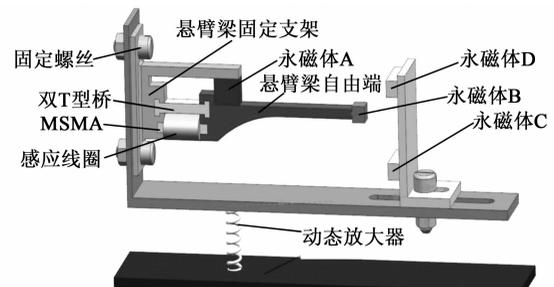


图 3 悬臂梁式 MSMA 振动能量采集器结构模型

### 2.2 悬臂梁设计

悬臂梁作为磁路中重要一环,导磁材料的选择至关重要,本文选取导磁率高,强度好,易加工的低碳钢材料,与传统采集器施压方式不同,激振力的作用方向垂直于悬臂梁,由传统直冲式的施压方式改为弯曲挤压施压方式。研究表明,这种施压方式可有效将外部应力放大 10~20 倍,且悬臂梁具有均匀弯曲的特性,如图 4 所示。

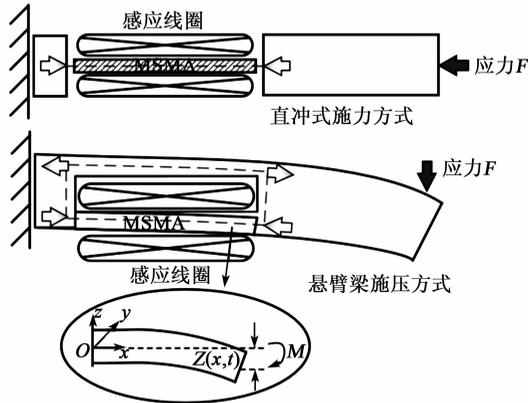


图 4 施压方式比较图及理论模型

忽略剪切变形及截面绕中性轴转动惯量的影响,只考虑梁在  $xz$  平面内振动,则欧拉-伯努利振动微分方程<sup>[11]</sup>为

$$EI_c \frac{\partial^4 z(x, t)}{\partial x^4} + \rho A \frac{\partial^2 z(x, t)}{\partial t^2} = f(x, t) \quad (3)$$

式中:  $Z(x, t)$  是坐标为  $xz$  的截面中性轴在  $t$  时刻的横向位移;  $E$  为悬臂梁材料的杨氏模量;  $I_c$  为悬臂梁的截面惯性矩;  $\rho$  为材料的密度;  $A$  为悬臂梁的横截面积;  $f(x, t)$  为单位长度悬臂梁上分布的横向外力。

由材料力学可知,弯矩  $M$  和剪力  $Q$  可表示为

$$M = EI_c \frac{\partial^2 z}{\partial x^2} \quad (4)$$

$$Q = EI_c \frac{\partial^3 z}{\partial x^3} \quad (5)$$

振动采集器系统通过悬臂梁的弯曲对 MSMA 材料施加应力,悬臂梁的最大应变处使 MSMA 材料产生最大形变,进而采集器系统产生最大的感应电动势。对于  $x = 0$  为固定端,  $x = L$  为悬臂梁的自由端,考虑其边界条件,通过分析悬臂梁振动模型,悬臂梁  $x$  处的应变为

$$\epsilon(x) = \frac{h}{2} \times \frac{d^2 f(x)}{dx^2} \quad (6)$$

式中  $h$  为悬臂梁的厚度。

### 2.3 感应线圈设计

感应线圈的设计目的是利用电磁感应定律将振

动能转化为电能,主要包括选择合理的线圈线径和计算线圈匝数<sup>[12]</sup>。线圈线径大小主要由线圈工作的发热和散热情况决定,在无散热的环境下,线圈允许的最大工作电流密度  $J$  为  $3 \sim 6 \text{ A/mm}^2$ ,其中线径  $D_{\text{coil}}$ 、 $J$  和电流  $I$  的关系为

$$D_{\text{coil}} = \sqrt{\frac{4I}{\pi J}} = 1.13 \sqrt{\frac{I}{J}} \quad (7)$$

当前  $J = 6 \text{ A/mm}^2$ ,  $D_{\text{coil}} = 0.2063 \text{ mm}$ ,  $I = 0.2 \text{ A}$ 。根据所得线圈匝数直径,查表选用直径  $\varnothing 0.21 \text{ mm}$  的铜线,则电阻为

$$R = \rho_R \frac{L_R}{S} \quad (8)$$

式中:  $\rho_R$  为电阻率;  $L_R$  为所绕制线圈的总长度;  $S$  为线圈的横截面积。

通过以上分析和计算,确定感应线圈的相关设计参数如表 1 所示。

表 1 感应线圈的设计参数

$J/(\text{A} \cdot \text{mm}^{-2})$	$D_{\text{coil}}/\text{mm}$	$N/\text{匝}$	$\rho_R/(\Omega \cdot \text{m}^{-1})$	$L_R/\text{m}$
6	0.21	600	0.017 6	12

### 2.4 励磁方式及磁路设计

考虑励磁方式、磁回路及磁路材料、工艺制作等,选取钕铁硼永磁体 ( $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ ) 作为施加偏置磁场,低碳钢作为磁路材料,磁回路由上、下两层构成,如图 5 所示。永磁体 A 为 MSMA 材料施加偏置磁场,可等效为磁动势  $V_m$  的等效电压源,磁路由永磁体 A 的 N 极,绕过低导磁材料的 T 型桥,流经 MSMA 材料回到 S 极,磁路中的磁阻由空气气隙磁阻  $R_{mG}$  和低碳钢磁路磁阻  $R_{mS}$  组成。磁动势可表示为

$$V_m = NI = \oint H dl \quad (9)$$

式中  $l$  为空气气隙的长度。

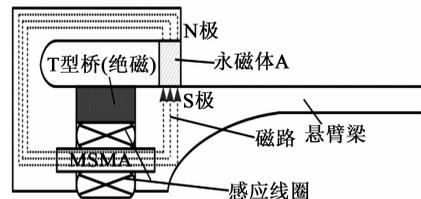


图 5 励磁回路

穿过 MSMA 材料的  $\phi$  可由磁路与空气磁阻进行计算,即

$$\phi = \frac{V_m}{R_{mG} + R_{mS}} \quad (10)$$

### 2.5 样机制作

根据上述设计方案,研制的悬臂梁式 MSMA 振动能量采集器系统样机如图 6 所示。为保证整机的强度,基座和支撑机架采用不锈钢材料制作,基座上有不同间隔的孔位便于安装;机架上的孔位和轨道用于调节永磁体(B、C、D)的间距,可控制悬臂梁表现出不同的稳态特性;动态放大器采用两个规格一致的弹簧,用固定杆并行固定在基座与机架间,以确保系统的水平稳定;悬臂梁自由端的钳夹装置用于放置永磁体 B;固定杆选用尺寸不同的螺母螺丝用于各个器件间的连接。

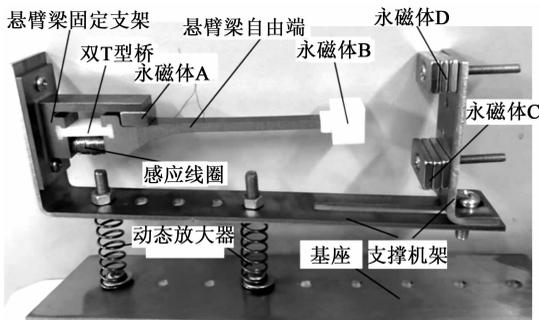


图 6 悬臂梁式 MSMA 振动能量采集器样机

### 3 ANSYS 仿真分析

采用 ANSYS 有限元软件对采集器进行仿真分析,磁路由悬臂梁、永磁铁、MSMA 材料、T 型桥、空气气隙组成。其中悬臂梁磁导率远大于空气和 MSMA 材料磁导率;对 MSMA 施加偏置磁场的永磁体 A 决定了磁路中磁感应强度和磁场强度;T 型桥采用绝磁的树脂材料,仿真时物理环境、单元类型选择具有耦合场的 SOLID98,自由度为 MAG,将材料参数及几何属性(见表 2)代入 UG 三维模型。

表 2 材料参数及几何属性

材料属性		几何属性/ mm
MSMA	10 (范围:2~65)	1×3×20
相对磁导率	悬臂梁 钕铁硼永磁体	10 <sup>4</sup> 1.05
	T 型桥	22×10×5
	空气气隙	1
矫顽力/ (A·m <sup>-1</sup> )	钕铁硼 永磁体	8×10 <sup>5</sup>

图 7 为 MSMA 振动能量采集器系统磁感应强度矢量图。由图可看出,采集器系统中,MSMA 周围的偏置磁场感应强度为 0.55~0.70 T。由文献

[13]可知,在恒温恒定压力条件下,磁密度为 0.25~0.55 T,MSMA 材料变形率与施加的磁场近似成线性关系,变形量能达到 4.5%;当磁感应强度大于 0.55 T 时,MSMA 材料形变量出现饱和状态,材料呈现良好的动态响应速度。因此,该采集器系统的磁场强度和结构可保证 MSMA 材料达到最大形变量,满足马氏体相变的条件和材料往复形变的要求。

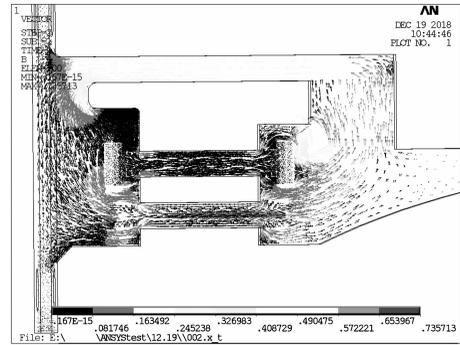


图 7 能量采集器磁场感应强度矢量图

### 4 实验测试结果及分析

为验证采集器系统设计的可行性,搭建了振动能量采集器系统实验平台,如图 8 所示。以激振器模拟环境中的振动信号,用功率放大器和信号发生器对激振器的振动频率和幅值进行调节,模拟环境中不同振动频率的振动源;调节信号发生器产生初始信号,信号通过功率放大器的放大后作用在激振器上,激振器为采集器系统提供振动源,通过调节初始信号的频率和幅值,改变振动源的频率和振动幅度,从而对 MSMA 材料产生不同的应力,示波器实时显示采集器系统的输出电压波形。

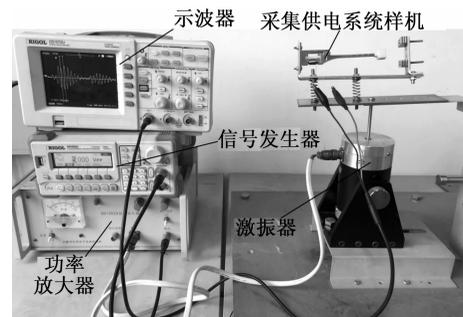


图 8 MSMA 振动能量采集器实验平台

当不同幅值及频率的振动应力作用在振动能量采集器上时,采集器感应线圈上产生感应电压如图 9 所示。由图可看出,初始信号幅值为 1~2 V,频率为 30~70 Hz,悬臂梁式 MSMA 振动能量采集系统电压波形有效输出峰值为 100~200 mV,在最佳振动条件下,电压输出最大峰值为 220 mV,且系统

具有较好的采集适应性,拥有较宽的工作频带及对环境振动强度的敏感性。

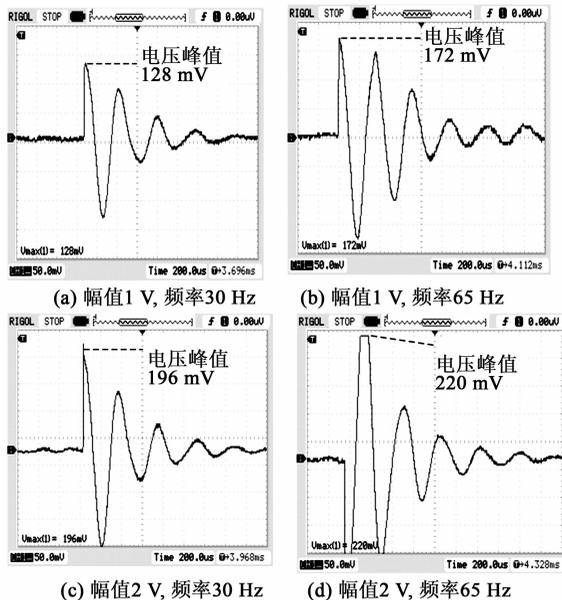


图9 悬臂梁式 MSMA 振动能量采集器输出电压波形图

## 5 结束语

本文在研究 MSMA 振动能量采集器系统工作机理的基础上,改善了振动能量采集系统的施压装置,利用 MSMA 的维拉利效应,设计了一种新型悬臂梁式 MSMA 振动能量采集器系统,并对偏置磁场、感应线圈、悬臂梁等部件进行了理论研究,确定了采集器的悬臂梁、感应线圈等器件结构。通过 ANSYS 有限元软件对采集器系统进行仿真分析,验证了系统中的磁感应强度满足 MSMA 材料的形变要求。依据分析结果,提出了实验样机的设计方案,完成样机的制作和组装,搭建实验平台,并对采集供电系统进行实验测试,测试结果表明,系统电压输出最大峰值约为 220 mV,且具有较宽的采集频带和适应性,结合能量采集器电源管理电路模块的设计,其发展前景较好。

## 参考文献:

- [1] 闻邦椿,李以农,张义民,等. 振动利用工程[M]. 北京:科学出版社,2005.
- [2] 丁立群,方玉明,王小丽,等. 振动能量收集结构及其电源管理电路发展现状[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版),2016,3:128-134.  
DING L Q, FANG Y M, WANG X L, et al. Current situation of vibration energy harvesters and power management circuits [J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications(Natural Science), 2016,3:128-134.
- [3] ROUNDY S, WRIGHT P K, RABAEY J. A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes [J]. Computer Communications, 2003, 26: 1131-1144.
- [4] HONZUMI M, SUZUKI Y, EDAMOTO M, et al. A MEMS electret generator with electrostatic levitation for vibration-driven energy-harvesting applications[J]. Journal of Micromechanics and Microengineering, 2010,20(10): 1-8.
- [5] 曹会云. 电磁式振动能量收集和存储系统的研究[D]. 包头:内蒙古科技大学,2012.
- [6] BERBYUK V. Vibration energy harvesting using Gal-fenol-based transducer[J]. Conference on Active and Passive Smart Structures and Integrated Systems, 2013:86881F, 1-12.
- [7] 鲁军,杨宽,王凤翔. 磁控形状记忆合金振动传感器模型及实验特性[J]. 电机与控制学报,2014,18(3): 20-24.  
LU J, YANG K, WANG F X. Model and experiment characteristic on vibration sensor of magnetically controlled shape memory alloy[J]. Electric Machines and Control, 2014,18(3):20-24.
- [8] LE G Y, BOLZMACHER C. Design and characterization of a multi-stable magnetic shape memory alloy hybrid actuator[J]. Microsystem Technologies, 2014, 20(4/5): 533-543.
- [9] 张庆新,林凯,高云红,等. 新型振动能量采集系统的设计与性能测试[J]. 压电与声光, 2018,40(2):215-219.  
ZHANG Q X, LIN K, GAO Y H, et al. Design and performance test on a new vibration energy collecting system[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2018, 40(2):215-219.
- [10] LI Yan. Research on vibration energy harvester based on MSMA intelligent materials[D]. Shenyang: Shenyang Aerospace University, 2017.
- [11] GOU X, TIAN H. Active vibration control of a cantilever beam using bonded piezoelectric sensors and actuators [C]//Xi'an, China; International Conference on Electronic Measurement and Instruments, IEEE, 2007, 4:85-88.
- [12] ZHANG Qingxin, LI Jian, YU Li, et al. Thermo magneto mechanical model and simulation of vibration generator of magnetically controlled shape memory alloy [C]//Qingdao, China; The 27th Chinese Control and Decision Conference (2015 CCDC), 2015:4979-4983.
- [13] 鲁军,张庆新. 磁控形状记忆合金特性及应用[M]. 北京:机械工业出版社,2015.

# 一种机械式扫描血管内超声探头

卢少伟<sup>1</sup>,李明夏<sup>1</sup>,冯志华<sup>1</sup>,江小宁<sup>2</sup>

(1. 中国科学技术大学,精密机械与精密仪器系,安徽 合肥 230026;2. 北卡罗莱纳州立大学机械与航天工程系,美国)

**摘要:**在心血管疾病的诊断上,血管内超声起重要作用。然而由于机械式旋转探头普遍存在不均匀旋转现象,从而使成像质量下降。因此,该文将驱动电机置于探头前端,以避免长距离传输。压电马达主体的直径为 $\varnothing 1$  mm,长为10 mm。此电机具有稳定及低功耗特性,且在低电压驱动下速度较高。该文还展示了探头的扫描成像结果,结果表明这种探头具有一定的可行性。

**关键词:**不均匀旋转;血管内超声(IVUS)探头;压电马达;换能器

**中图分类号:**TN384 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.017

## A Mechanical Scanning Intravascular Ultrasound(IVUS) Probe

LU Shaowei<sup>1</sup>, LI Mingxia<sup>1</sup>, FENG Zhihua<sup>1</sup>, JIANG Xiaoning<sup>2</sup>

(1. Dept. of Precision Machinery and Precision Instrumentation, University of Science and Technology of China, Hefei 230026, China;

2. Dept. of Mechanical and Aerospace Engineering, North Carolina State University, The U. S. A.)

**Abstract:** The intravascular ultrasound(IVUS) plays a vital role in the diagnosis of cardiovascular disease. However, due to the non-uniform rotation commonly existing in the mechanical rotational probe, the imaging quality is reduced. Thus in this paper, the driven motor is placed in the front of the probe to avoid long distance transmission. The diameter of the piezoelectric motor is  $\varnothing 1$  mm, and the length is 10 mm. The motor has the characteristics of stability and low power consumption, and the speed is high under low voltage driving. The scanning imaging results of the probe are also presented in the article, which shows that this probe has certain feasibility.

**Key words:** non-uniform rotation; intravascular ultrasound(IVUS) probe; piezoelectric motor; transducer

### 0 引言

血管内超声(IVUS)作为介入性治疗的一种手段,对心血管疾病的诊断与治疗起着至关重要的作用<sup>[1-8]</sup>。血管内超声包括一台成像主机,一个回撤系统及最关键的超声探头部分<sup>[1-2]</sup>。目前市面上主要存在单一换能器机械旋转式和相控阵列式<sup>[9]</sup>两种结构的血管内超声探头。机械旋转式探头比相控阵列式工艺简单,且能达到更高的分辨率,所以我们选择机械旋转式探头作为研究对象。然而,当探头经过狭窄病变的区域时,由于管壁的摩擦导致探头不均匀,旋转会导致成像质量下降,称为不均匀旋转变形<sup>[10-14]</sup>。

为了解决不均匀旋转变形问题,学者们提出了很多措施。Soest等<sup>[10]</sup>提出了一种算法通过使用一个矩阵进行变换,确保接收到的相邻超声信号连续。然而,这个转换矩阵需经相应计算得到,意味着它很难变成一个实时成像的手段,这对于及时的诊断不

利。另一种办法是将驱动电机置于探头的前端<sup>[12-14]</sup>。由于血管内超声探头用于血管内的检测直径一般为 $\varnothing(0.87\sim 1.17)$  mm,所以内置式的电机直径要足够小,且能满足速度1 800 r/min的要求。研究中主要有电磁式电机及压电马达两种类型的微型电机。彭珏等<sup>[13]</sup>设计了一个 $\varnothing 1.2$  mm $\times$ 3.7 mm的同步电磁式电机,转速可达16 500 r/min。Tanabe等<sup>[12]</sup>研制了一个行波式电机,利用外部压电换能器产生振动通过传动轴传递到探头前端的电机部分,形成转动。与电磁式电机相比,压电马达的结构更简单,更易驱动,组装更方便,易于小型化。所以我们选择压电马达作为研究对象进行研究。

目前已有文献关于微型压电马达的研究<sup>[15-18]</sup>。Mashimo等<sup>[15]</sup>利用一个1 mm正方形金属块作为定子设计了一个电机,在电压峰-峰值160 V驱动

收稿日期:2019-08-15

基金项目:国家自然科学基金资助项目(81728008)

作者简介:卢少伟(1995-),男,福建莆田人,硕士生,主要从事血管内超声探头成像的研究。通信作者:冯志华(1964-),男,教授,博士生导师,主要从事压电致动器与传感器、压电变压器、涡流感感、探针显微及微磁场探测的研究。E-mail:fff@ustc.edu.cn。

下,该电机的扭矩为  $10 \mu\text{N} \cdot \text{m}$ ,最大转速为  $1\ 715 \text{ r/min}$ 。周铁英等<sup>[18]</sup>提出了一种柱式电机,在电压峰-峰值  $100 \text{ V}$  驱动下,最大转速为  $1\ 800 \text{ r/min}$ 。董蜀湘等<sup>[17]</sup>提出了一种将电机直径缩小到  $\varnothing 1 \text{ mm}$  的管式行波马达,在电压峰-峰值  $90 \text{ V}$  驱动下,其最大转速为  $3\ 500 \text{ r/min}$ 。在文献[17]的电机基础上,本文作者优化了一些结构和制作,不仅简化了结构,更提升了性能。

本文展示了一种将直径  $\varnothing 1 \text{ mm}$  的压电马达置于探头前端来解决不均匀旋转变形的办法。电机的主体直径为  $\varnothing 1 \text{ mm}$ ,长为  $10 \text{ mm}$ 。电机在峰-峰值  $20 \text{ V}$ 、频率  $51.5 \text{ kHz}$ 、相差  $90^\circ$  的两路正弦交流信号驱动下,转速可达  $6\ 450 \text{ r/min}$ ,且驱动电机转动的最小功率仅需  $38 \text{ mW}$ ,与董蜀湘等<sup>[17]</sup>研究相比,其电机性能有较大提升。压电换能器的中心频率为  $52 \text{ MHz}$ , $-6 \text{ dB}$  带宽为  $40\%$ 。所有实验都是在水中进行,用于模拟人体环境。

### 1 探头系统介绍

#### 1.1 电极的结构及工作原理

图 1 为电极结构图,其中压电陶瓷管外径为  $\varnothing 1 \text{ mm}$ ,内径为  $\varnothing 0.6 \text{ mm}$ 。铜定子通过胶水(DP460)粘接到压电陶瓷管上,用于改善压电陶瓷管与转子间的摩擦,使其更平滑。弹簧用于提供预紧力,使定子和转子能相互接触,产生摩擦,从而转动。

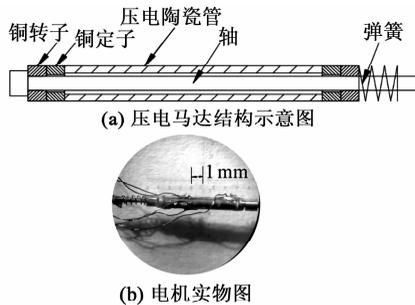


图 1 电机结构图

作为电机的核心部件,压电陶瓷管的设计最关键。为了能合理选择压电陶瓷管的长度,我们使用 COMSOL 对压电陶瓷管进行有限元仿真。通过改变陶瓷管长度,可得到陶瓷管一阶振动频率和最大位移量与长度间的关系,如图 2 所示。由图可知,长度越长,一阶谐振频率越小。综合振幅和频率的变化,选择  $7 \text{ mm}$  作为原型电机,其一阶弯曲振动频率为  $57 \text{ kHz}$ 。压电陶瓷管外壁覆盖有金电极,将其分

割为 4 个部分,相互间相差  $90^\circ$ 。

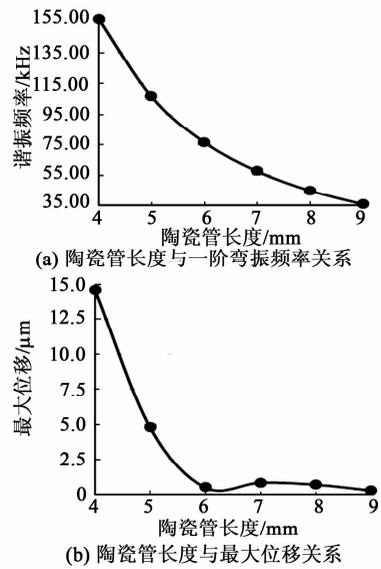


图 2 陶瓷管长度优化

陶瓷管的极化是另一个关键步骤。与  $d_{31}$  的工作模式相比, $d_{31}$  的工作模式有更大的位移,且对于压电陶瓷管更易极化。极化方式主要有:

- 1) 极化方向均指沿着半径方向指向内或指向外。
- 2) 两两为一对,分别指向内和指向外。

前者需要 4 路相差  $90^\circ$  的正弦信号进行驱动,后者只需 2 路。为了简化驱动电路,选择后者进行极化,如图 3(a) 所示。因此,只需要两路正交信号驱动。 $\sin \omega t$  和  $\cos \omega t$  分别加到各自的电极对上,在一阶弯曲振动频率驱动下陶瓷管端部会产生椭圆运动。结合极化和激励的方式,椭圆运动在圆周方向传递,利用摩擦力带动转子转动,如图 3(b) 所示。

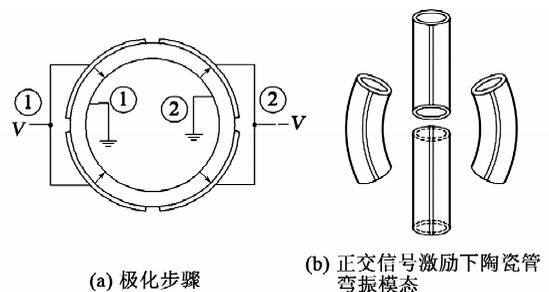


图 3 陶瓷管极化与振动模式

#### 1.2 电机性能测试

对于在血管内超声探头前端使用的驱动电机应当满足以下要求:

- 1) 电机转速应大于  $1\ 800 \text{ r/min}$ ,以保证

30 帧/s的扫描频率。

2) 电机能够工作在水下,因为压电换能器需要在水下工作来模拟人体血液的环境。

3) 需要保证电机自身的速度稳定性,以减少由于转速不稳定性带来的图像变形。

为了验证电机满足以上条件,使用激光位移传感器(optoNCDT ILD2300-2(206), MICRO- EPSILON)来检测电机的转动情况,为了能清楚地判断圈数,在电机尾部加上一个标志物,如图4所示。通过检测标志物位移的变化可推算出电机的转速及其稳定性。

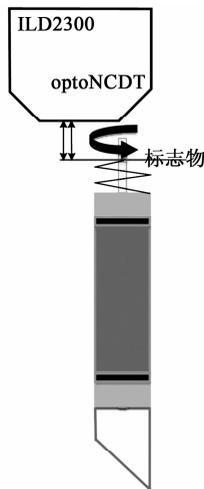


图4 电机性能测试装置示意图

### 1.3 探头系统

机械旋转扫描式探头有旋转换能器和旋转反射镜两种方式。由于旋转换能器还需避免导线缠绕,所以要设计一个滑环,这在狭小的空间较难。图5(a)为探头系统的结构,其由直径 $\varnothing 1$  mm电机、超声换能器及石英玻璃制成的反射镜组合而成。图5(b)为1-3复合换能器的实物图,其尺寸为 $0.8\text{ mm}\times 0.8\text{ mm}\times 1.1\text{ mm}$ ,被直径为 $\varnothing 1$  mm的反射镜完全覆盖。

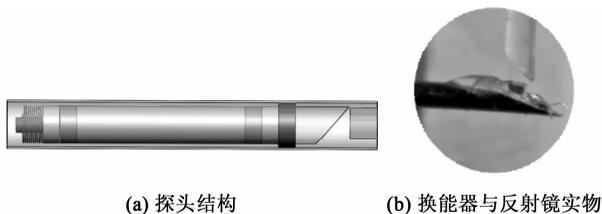


图5 探头结构

### 1.4 成像系统及数据处理

图6为成像系统。首先,由单片机(stm32F4)产生一个脉冲信号来控制高速MOSFET驱动器驱动MOSFET管,然后,激励超声换能器发出超声

波,当物体吸收和反射超声波后,使用一个增益可控的放大器(A8331D)接收反射信号;最后,用示波器(SDS2304, SIGLENT)采集数据。数据处理主要是通过MATLAB进行。先对采集到的数据进行滤波,再将图像的坐标系转换为极坐标系,以便与实际比较进行观察,利用线性插值填充坐标变换后的空白区域。最后可得到与实际情况相符的结果图。

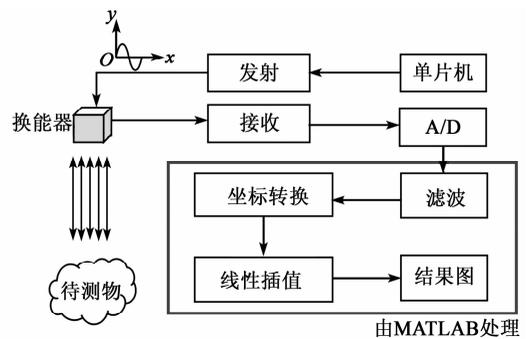


图6 成像系统与数据处理过程

## 2 结果分析

### 2.1 电机的性能

电机的驱动仅使用了一台双通道信号发生器(SDG 1032X, SIGLENT)。通过检测电机两端的电压 $U$ 、电流 $I$ 及二者间的相位差 $\theta$ ,则电机的功率为

$$P=UI\cos\theta \quad (1)$$

实际测得电机在电压峰-峰值15 V时,功率消耗为0.75 W,推动电机转动的功率仅需38 mW,在电压峰-峰值3 V驱动下,比文献[17]中的电机性能有较大提升。电机消耗的功率太小,以至于可直接用一个信号生成器(如直接数字频率合成(DDS))来驱动。与普通电机的驱动相比,此低功耗不仅能节约成本,还有利于小型化驱动电路,方便操作和使用。

电机转速是由激光位移传感器测量得到,结果如图7所示,主要是通过计算在1 s内标志物的位移变换次数得到电机转速。由图7(a)可看出,在驱动电压不变的情况下,改变驱动信号的频率,转速随着频率先增加后减少,在51.5 kHz速度达到最大,从而可得电机的一阶谐振频率为51.5 kHz。由图7(b)可知,在51.5 kHz的信号频率驱动下,电机转速随着驱动电压的增加而增大,基本呈线性关系,且当驱动电压峰-峰值为20 V时,转速达到最大(为6 450 r/min),满足1 800 r/min的要求。

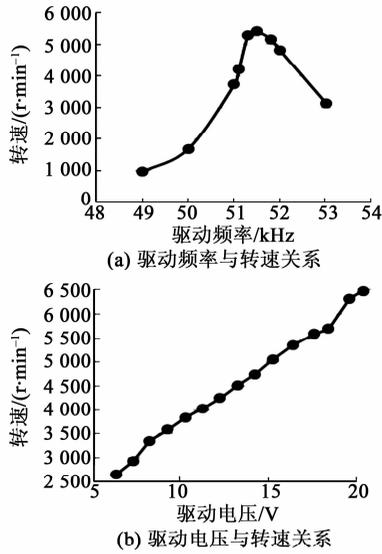


图 7 电机转速测试

### 2.2 电机稳定性测试

电机转速稳定测试是通过计算一组电机每圈所花时间数据集的标准差得到。每组数据的时间长度为 0.5 s,且选择 13 组作为电机稳定性的验证。实验数据由石油激光位移传感器采集,经过 MATLAB 进行简单的数据处理可计算出每组的平均值、最大值、最小值及标准差,如图 8 所示。由图可看出,周期的平均值在 0.011 s 左右有一个较小的波动,说明电机连续工作时转速较平稳,通过 MATLAB 计算得到标准差最大值为  $2.45 \times 10^{-4}$  s,取电机转动周期 0.011 s 作为参考,计算转换为角度标准差为  $8^\circ$ 。对比电磁式电机  $7^\circ$  的角度误差<sup>[13]</sup>,结果表明,压电马达的稳定性较好,且能满足检测的需求。

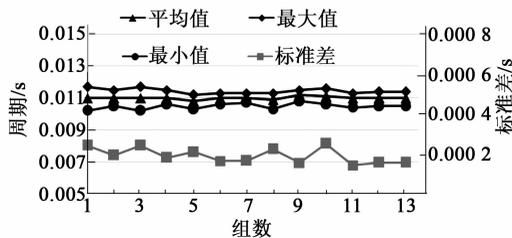
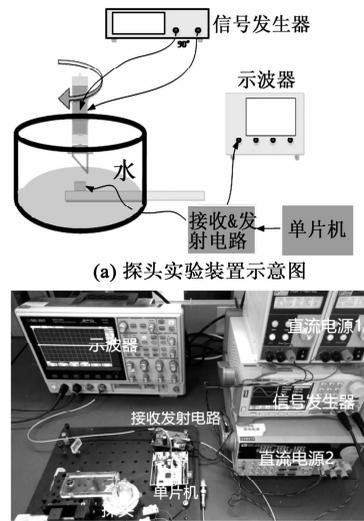


图 8 电机稳定性测试

### 2.3 成像评估

图 9 为实验装置示意图。由于使用的超声换能器固定在 1 根针管上,所以未组装在管中。实验是在一个装有水的容器中进行的,用于模拟人体的血液环境。压电换能器被固定在容器底部,与电机同轴,以便扫描。为了测试探头的扫描成像能力,我们设置了 4 根金属丝(直径  $\varnothing 0.5$  mm)位于同一直线

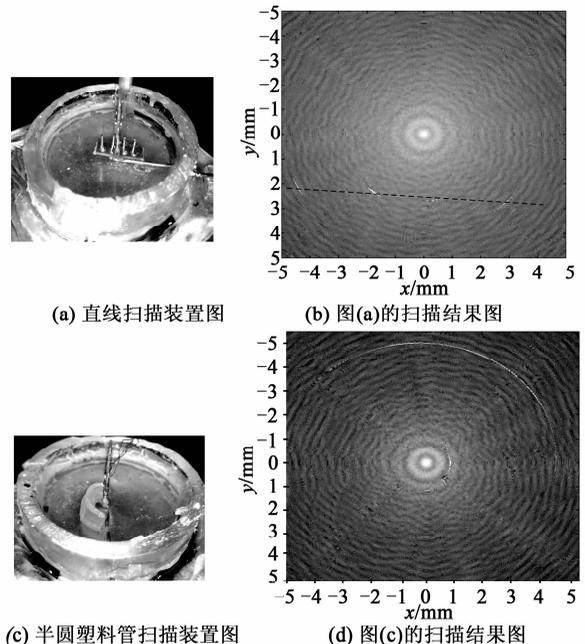
上和 一个半圆形塑料管进行扫描。电机工作在 51.5 kHz,15 V(峰-峰值)驱动电压下。结果经过 MATLAB 处理后如图 10 所示。由图可知,待测物均被清楚地扫描成像,可从结果图中判断物体的形状,无图像的变形。成像结果表明,这种结构的血管内超声探头可较好地成像,从理论上解决不均匀旋转变形带来的成像质量下降,提高诊断的准确率。



(a) 探头实验装置示意图

(b) 实际测试仪器装置

图 9 实验装置



(a) 直线扫描装置图

(b) 图(a)的扫描结果图

(c) 半圆塑料管扫描装置图

(d) 图(c)的扫描结果图

图 10 探头扫描成像实验测试

### 3 结束语

本文验证了一种新结构的机械扫描式血管内超声探头的可行性,利用改进的压电马达进行扫描。实验表明,电机速度及稳定性均能满足血管内超声

探头的使用要求。同时,更简单的结构、装配步骤及驱动电路的特性让压电马达更具实用性。扫描结果图像成像质量令人满意,证明了探头的可行性。今后工作中将进一步缩小电机的长度和直径。

#### 参考文献:

- [1] MINTZ G S, NISSEN S E, ANDERSON W D, et al. American college of cardiology clinical expert consensus document on standards for acquisition, measurement and reporting of intravascular ultrasound studies (ivus): A report of the american college of cardiology task force on clinical expert consensus documents developed in collaboration with the european society of cardiology endorsed by the society of cardiac angiography and interventions[J]. *Journal of the American College of Cardiology*, 2001, 37(5): 1478-1492.
- [2] DI MARIO C, GÖRGE G, PETERS R, et al. Clinical application and image interpretation in intracoronary ultrasound[J]. *European Heart Journal*, 1998, 19(2): 207-229.
- [3] ISNER J M, ROSENFELD K, LOSORDO D W, et al. Combination balloon-ultrasound imaging catheter for percutaneous transluminal angioplasty. Validation of imaging, analysis of recoil, and identification of plaque fracture[J]. *Circulation*, 1991, 84(2): 739-754.
- [4] SHI Y, WITTE R S, O'DONNELL M. Identification of vulnerable atherosclerotic plaque using IVUS-based thermal strain imaging[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2005, 52(5): 844-850.
- [5] DAVIDSON C J, SHEIKH K H, KISSLO K B, et al. Intracoronary ultrasound evaluation of interventional technologies[J]. *The American Journal of Cardiology*, 1991, 68(13): 1305-1309.
- [6] SETHURAMAN S, AGLYAMOV S R, AMIRIAN J H, et al. Intravascular photoacoustic imaging using an IVUS imaging catheter[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2007, 54(5): 978-986.
- [7] PEENE P, WILMS G, MARCHAL G, et al. Intravascular ultrasonography, a new alternative for the assessment of vascular lesions[J]. *European Journal of Radiology*, 1991, 12(2): 141-146.
- [8] SAHN D J, RICOU F, ROTHMAN A, et al. Potentials for application of intravascular ultrasound imaging (ivus) for evaluation of anatomy and interventional catheter therapy of congenital heart-disease (CHD) [C]//Dallas: Amer Heart Assoc, 1990, 82(4): 402.
- [9] 侯尚, 费春龙, 杨新宇, 等. 血管内超声换能器的研究现状与进展[J]. *压电与声光*, 2019, 41(3): 383-386.
- [9] HOU Shang, FEI Chunlong, YANG Xinyu, et al. Research status and progress of intravascular ultrasound transducer[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2019, 41(3): 383-386.
- [10] VAN SOEST G, BOSCH J G, VAN DER STEEN A F W. Azimuthal registration of image sequences affected by nonuniform rotation distortion[J]. *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, 2008, 12(3): 348-355.
- [11] AHSEN O O, LEE H C, GIACOMELLI M G, et al. Correction of rotational distortion for catheter-based en face OCT and OCT angiography[J]. *Optics Letters*, 2014, 39(20): 5973-5976.
- [12] TANABE M, XIE S, TAGAWA N, et al. Development of a mechanical scanning-type intravascular ultrasound system using a miniature ultrasound motor[J]. *Jpn J Appl Phys*, 2007, 46(Suppl.): 4805.
- [13] PENG J, MA L, LI X, et al. A novel synchronous micro motor for intravascular ultrasound imaging [J]. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 2018, 66(3): 802-809.
- [14] DUFOUR M L, BISAILLON C E, LAMOUCHE G, et al. Tools for experimental characterization of the non-uniform rotational distortion in intravascular OCT probes[C]// [S. l.]: Photonic Therapeutics and Diagnostics VII. International Society for Optics and Photonics, 2011, 7883: 788339.
- [15] MASHIMO T. Performance evaluation of a micro ultrasonic motor using a one-cubic-millimeter stator[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2015, 62(10): 1819-1826.
- [16] DONG S, LIM S P, LEE K H, et al. Piezoelectric ultrasonic micromotor with 1.5 mm diameter[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2003, 50(4): 361-367.
- [17] ZHANG H, DONG S X, ZHANG S Y, et al. Ultrasonic micro-motor using miniature piezoelectric tube with diameter of 1.0 mm[J]. *Ultrasonics*, 2006, 44: 603-606.
- [18] ZHOU T Y, CHEN Y, XUE P, et al. A tiny ultrasonic motor used in an OCT endoscope [C]// [S. l.]: 2008 IEEE Ultrasonics Symposium, IEEE, 2008, 1465-1467.

文章编号:1004-2474(2020)02-0223-07

# 宽带组合式水声换能器设计研制及应用

张庆国,黄其培,李兴武,连莉

(昆明船舶设备研究试验中心,云南昆明 650051)

**摘要:**通用宽带换能器(含低频到高频)一般是将不同类型的换能器进行组合使用,单个换能器独立设计再组合成阵,其综合体积及质量均大,且安装后其性能指标受影响(如换能器开角变小等)。该文在分析当前国内外宽带换能器研究现状基础上,结合小型遥控无人潜水器(ROV)搭载探测需求,提出具体设计指标要求。将复合棒换能器与数个压电陶瓷圆环进行开放式一体化组合设计,在满足小型 ROV 安装要求的基础上,实现了发射 3~100 kHz、接收 1~100 kHz 的超宽频带覆盖范围,且开角不小于 70°。水池及湖上实航实验结果表明,研制的换能器与仿真设计相符,实航测量结果与国内外相关结论一致性较好,具有广泛的工程实用价值。

**关键词:**宽带;组合式;换能器;水声探测;遥控无人潜水器(ROV);研制与设计

**中图分类号:**TM835;TB565 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.018

## Design, Development and Applications of Wideband Underwater Acoustic Transducer with Combination Mode

ZHANG Qingguo, HUANG Qipei, LI Xingwu, LIAN Li

(Kunming Shipborne Equipment Research & Test Center, Kunming 650051, China)

**Abstract:** The general-purposed wideband transducers (including low-frequency to high-frequency) are generally used in combination with different types of transducers. A single transducer is independently designed and then combined into an array. Its size is large and its weight is heavy, and its performance specifications are affected after installation, such as the opening angle of the transducer becomes smaller. Based on the analysis of the current research status of broadband transducer at home and abroad, combined with the requirements of small remote operated vehicle (ROV) on the board detection, this paper puts forward the specific design requirements of the underwater acoustic transducer. The composite rod transducer and several piezoelectric ceramic rings are designed in an open and integrated way. On the basis of meeting the installation requirements of small ROV, the ultra-wide frequency band coverage of 3~100 kHz for transmitting and 1~100 kHz for receiving is realized, and the opening angle is not less than 70°. The actual aviation test on the pool and the lake proves that the developed transducer is in line with the simulation design, the actual measurement results are in good agreement with relevant domestic and foreign conclusions, and have extensive engineering practical value.

**Key words:** wideband; combination mode; transducer; underwater acoustic detection; remote operated vehicle (ROV); development and design

### 0 引言

海洋不仅是重要的渔业与矿产资源宝藏,也是各国维护国家安全和军事斗争的重要阵地。因此,水声技术成为当前海洋资源勘探与开发、舰艇水下通信与导航、水下目标探测与识别,以及海洋环境监测与自然灾害预报的重要手段<sup>[1-2]</sup>。

水声换能器是水声技术中声波发射和接收的载体,其技术水平直接影响甚至决定水声技术的最终实现效果。主动声呐探测及海洋资源勘探中要求换能器具有低频大功率及小尺寸等特性<sup>[3]</sup>,噪声模拟、

声呐校准中要求水声换能器具有超低频及超宽带特性<sup>[4]</sup>。水声通信领域中要求水声换能器具有高效率、超宽带及高灵敏度和带内平坦等特性<sup>[5]</sup>。总体上,水声换能器向低频、宽带、大功率、小尺寸和深水<sup>[6-7]</sup>方向发展。

文献[8]提出,深水换能器采用内部冲油法工作深度可达 11 000 m,利用内部油腔与结构件的耦合形成多模振动,拓宽了换能器的使用频段。文献[9]通过多种不同尺寸的溢流式圆管构成多谐振腔,改变圆管的尺寸可调整工作频率,获得更宽的换能器

收稿日期:2019-09-09

作者简介:张庆国(1982-),男,黑龙江人,高级工程师,主要从事水声工程系统技术的研究。E-mail: ZQG750@126.com。

带宽,覆盖频段为 200 Hz~2 kHz。郝浩琦等<sup>[10]</sup>在换能器直径 $\varnothing$ 250 mm、长 500 mm 下,实现覆盖频段为 7~15 kHz,声源级为 200 dB,接收灵敏度为 -176 dB,且工作水深达 11 000 m<sup>[10]</sup>;孙淑珍等<sup>[11]</sup>近期研制的 Janus-Ring 换能器,其尺寸为直径 $\varnothing$ 240 mm、长 420 mm,覆盖频段为 1.8~8.0 kHz,发射响应为 144 dB,带内起伏小于 6 dB<sup>[11]</sup>。

综上所述,国外在水声换能器已经覆盖全工作频段,甚至覆盖全水域,在工程化、系列化及通用化上形成一定规模,代表了行业先进水平。国内各科研院所等相关单位进行了大量的研究和试验,取得了一定的成绩,但在水声换能器关键技术、加工工艺等方面与国外相比,仍存在一定的差距,尤其是在水声探测中不断提高的超宽带、小尺寸及高性能等要求上,还需深入研究。

## 1 研制需求

随着各国舰艇的降噪技术发展,舰艇自身噪声级与水下目标轻度不断降低,鱼雷等水下武器装备多采用宽频带水声换能器<sup>[3]</sup>,以扩大探测距离,提高复杂水声混响背景下的检测能力和命中精度,增强水下目标识别能力。另外,为了应对各国海军、情报机构、经济实体甚至国际恐怖组织等,派遣蛙人、自主式水下潜器(AUV)和微型潜艇进行的侦查、破坏、爆炸和布雷作业等活动,多采用小型遥控无人潜水器(ROV)等水下航行体搭载各种探测设备进行安全防护<sup>[12-13]</sup>,并对其声纳主要技术指标提出具体要求<sup>[14]</sup>。

本文主要针对水面舰船尾流气泡声学探测需求,设计研制一型具备 3~100 kHz 超宽带接收与发射功能,可大开角对舰船尾流气泡进行实时水声测量,并要求收发功能相互独立且可控,总体结构需紧凑,物理尺寸小巧,便于安装在小型 ROV 上使用。综合实际需求及实际工况等条件,本文所述的换能器主要技术指标如下:

- 1) 发射频率为 3~100 kHz,接收频率为 1~100 kHz。
- 2) 发射声源级 $\geq$ 189 dB。
- 3) 接收灵敏度 $\geq$ -180 dB。
- 4) 带内起伏 $\leq$ 6 dB。
- 5) 波束宽度(水平) $\geq$ 90°(-3 dB)。
- 6) 波束宽度(垂直) $\geq$ 70°(-3 dB)。
- 7) 工作水深 $\geq$ 500 m。
- 8) 尺寸 $\leq$ 350 mm $\times$ 150 mm $\times$ 250 mm。
- 9) 质量 $\leq$ 10 kg。

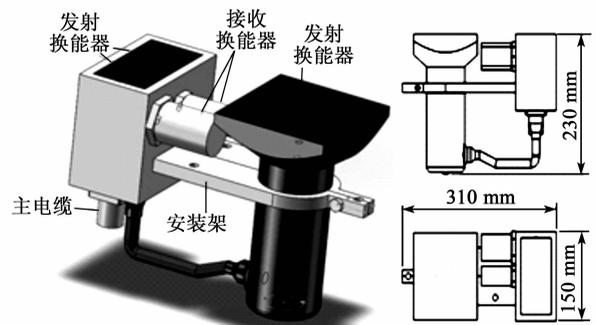
其中,ROV 为小型探测结构,其搭载能力受限,所以换能器必须在满足性能指标的前提下,尽量尺

寸小,质量轻,便于实施。

## 2 换能器设计与研制

### 2.1 换能器设计与仿真分析

换能器属于收、发分置结构。发射端利用 3 个复合棒结构发射换能器联合实现,分别对应频段为 3~18 kHz、18~45 kHz、45~100 kHz;接收端利用 2 个压电陶瓷圆环串联水听器实现,其频段分别为 1~40 kHz、40~100 kHz。将上述发射和接收换能器基封装一体,内部设计有反声障板。封装一体后,总质量约 9 kg,换能器总体外形为不平整长方体,基础尺寸约为 310 mm $\times$ 150 mm $\times$ 220 mm,外形如图 1 所示,主电缆可以接插件形式与外部声呐电子设备连接。



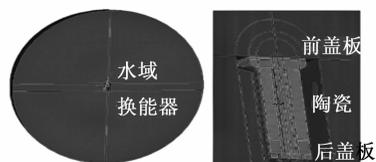
(a) 换能器总体结构示意图 (b) 换能器尺寸图

图 1 水声换能器总体结构示意图

针对本文水声换能器主要技术指标要求,结合上述设计方案,对其发射及接收性能进行仿真分析。由于本文设计的换能器结构复杂,频带覆盖较宽,不宜采用理论分析方法进行计算仿真。众所周知,有限元法是当前工程实践中大量采用的一种数值计算仿真方法<sup>[15]</sup>。

利用 ANSYS 软件模拟一个自由场水域,建立一个换能器简化模型。在前盖板正前方的远场单元中选取一点计算声压,即可换算出换能器发射电压响应。在远场单元中沿换能器中心选取一定距离各个方向上的声压,即可计算该换能器发射指向性开角。由于该复合棒换能器具有轴对称性,这里选用 2D 轴对称换能器有限元模型进行有限元分析。

在使用 ANSYS 计算时,需要考虑水对换能器的影响,通常等效为水球,然后加载荷进行求解计算,换能器在水中的模型如图 2、3 所示。



(a) 3~18 kHz模型

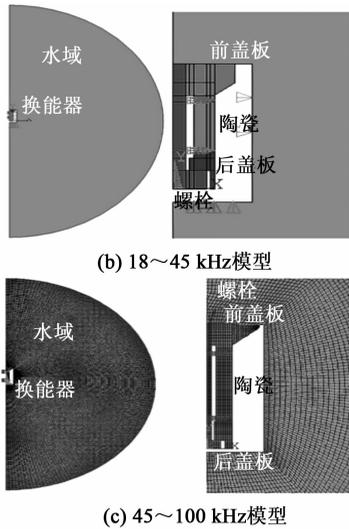


图 2 发射换能器有限元分析模型图

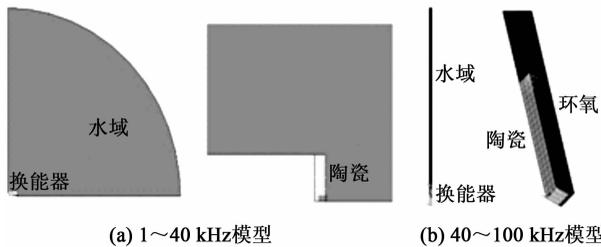


图 3 接收换能器有限元分析模型图

由图 2、3 可看出,其发射换能器均采用双谐振峰宽带设计。发射换能器 3~18 kHz 单元谐振频率为 5 kHz、14 kHz, 18~45 kHz 单元谐振频率为 20 kHz、40 kHz, 45~100 kHz 单元谐振频率为 55kHz、75 kHz。接收水听器 1~40 kHz 单元采用压电圆环,单环谐振频率大于 40 kHz,确保工作频段平坦,内部两串两并结构,提高灵敏度和稳定性;接收水听器 40~100 kHz 单元采用压电复合材料,谐振频率大于 100 kHz,以保证带内平坦度。

本文采用有限元方程为

$$M\ddot{U} + C\dot{U} + KU = F \quad (1)$$

式中: $M$  为质量矩阵; $C$  为阻尼矩阵; $K$  为刚度矩阵; $U$  为节点位移矢量; $F$  为载荷矢量。

发射电压响应级 TVR 为

$$TVR = 20\lg \frac{|p|R}{V} + 120 \quad (2)$$

式中: $p$  为节点声压; $R$  为节点到声源等效中心的距离; $V$  为施加的电压。

在 ANSYS 中提取声轴线上节点声压  $p$ , 进行计算即可获得换能器的发射响应曲线。

实际设计中,水声换能器的发射部分由 3 种复合棒发射换能器组成,实现宽带指向性发射,同时抑

制后辐射。发射换能器覆盖频段较宽,并主要用于水声测量,需具备良好的带内平坦度,以保证水声测量的精度。工程上多采用优化换能器辐射头的尺寸,或控制相位优化降低带内起伏<sup>[16]</sup>,以及在双谐振(或称“双激励”)发射换能器前、后压电陶瓷堆上串联电阻等方式<sup>[17]</sup>,进一步降低换能器发射电压响应在工作频带内的起伏。本文考虑小型 ROV 搭载的换能器尺寸及质量,以及总体安装结构,主要采用文献[17]的方式进行发射换能器带内起伏抑制,即调整匹配电阻阻值的方法。

假设发射换能器内部前、后压电陶瓷堆的串联电阻分别为  $R_1$ 、 $R_2$ , 则调整  $R_1$ 、 $R_2$  的阻值对发射换能器带内平坦度进行控制。通过有限元分析,仿真在不同阻值情况下发射换能器的发射响应。以设计的 18~45 kHz 双谐振发射换能器为例,仿真分析其发射响应随电阻阻值变化曲线如图 4 所示。由图可知,调整  $R_1$ 、 $R_2$  可将发射换能器的频带内平坦度进行基本控制,通过优化电阻  $R_1$ 、 $R_2$ , 可得出在  $R_1 = 940 \Omega$ ,  $R_2 = 330 \Omega$  时,具有较好的带内平坦度(见图 4 中点划线所示),且总体带内发射响应变化不大,可满足设计所需。

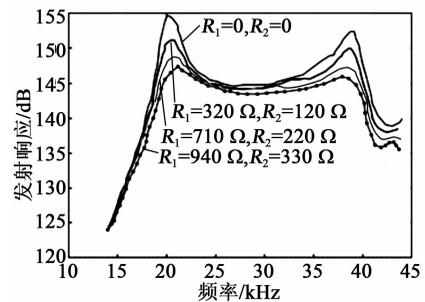


图 4 发射换能器 18~45 kHz 带内平坦度曲线图

结合实际物理尺寸和宽带阻抗匹配,综合仿真可得 3~18 kHz、18~45 kHz 和 45~100 kHz 发射换能器发射电压响应仿真结果,如图 5~7 所示。由图 5~7 可知,换能器的发射电压响应在频带内不小于 140 dB,满足设计输入相关技术指标要求,可为水声远距离探测提供较大声源级。

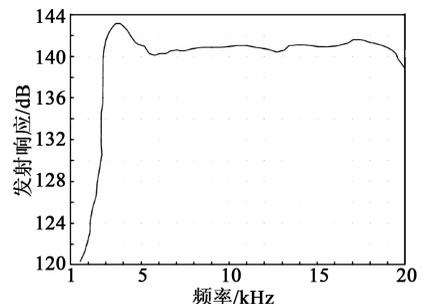


图 5 发射换能器 3~18 kHz 发射响应仿真图

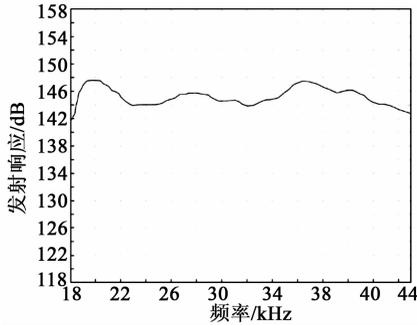


图6 发射换能器 18~45 kHz 发射响应仿真图

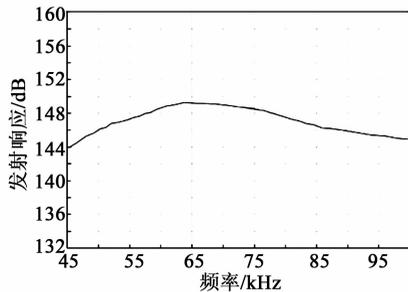


图7 发射换能器 45~100 kHz 发射响应仿真图

水声换能器的接收部分由两组水听器阵组合实现,每组水听器阵采用压电陶瓷圆环串、并联的方式,实现指向性接收。其中 1~40 kHz 频段水听器,采用 2 个压电陶瓷圆环串联的形式制作。单个水听器灵敏度不小于 -193 dB,串联后水听器灵敏度不小于 -178 dB,灵敏度仿真分析结果如图 8 所示。水听器水平无指向性(可施加障板调节指向性),3 kHz 垂直指向性约为 130°,仿真结果如图 9 所示。40 kHz 垂直指向性约为 73°,仿真结果如图 10 所示。

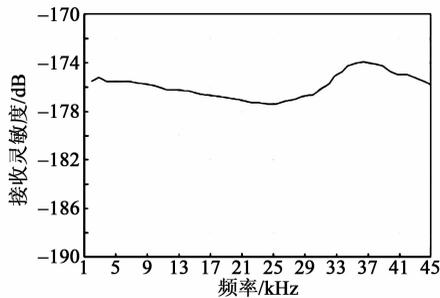


图8 接收换能器 1~40 kHz 接收灵敏度仿真图

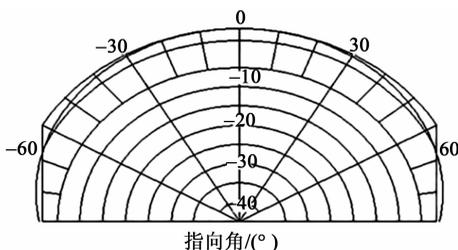


图9 接收换能器 3 kHz 垂直指向性仿真图

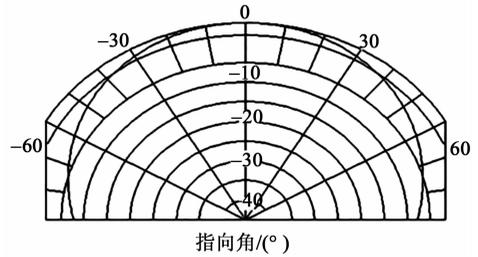


图10 接收换能器 40 kHz 垂直指向性仿真图

接收部分 40~100 kHz 频段水听器采用 2 个压电陶瓷圆环串联结构,工作频率可满足 40~100 kHz 使用,但灵敏度低,串联后水听器灵敏度不小于 -180 dB,灵敏度仿真结果如图 11 所示。水听器水平无指向性(可施加障板调节指向性),100 kHz 垂直指向性约为 77°,仿真结果如图 12 所示。

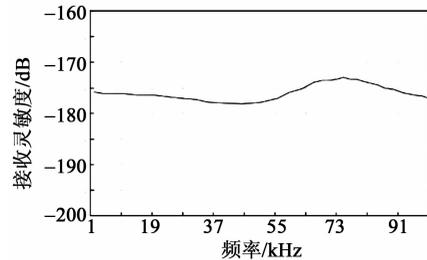


图11 接收换能器 40~100 kHz 接收灵敏度仿真图

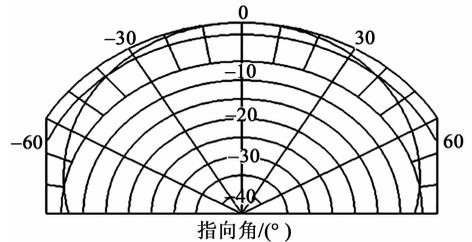


图12 接收换能器 100 kHz 垂直指向性仿真图

根据有限元法进行仿真分析,本文设计的组合换能器在发射和接收方面均可满足设计输入要求,主要技术指标满足。

### 2.2 换能器研制

宽带组合式水声换能器安装在小型 ROV 上使用,在满足宽频带声学探测需求的基础上,着重小尺寸与轻量化设计。本文结合小型 ROV 总体结构设计,最终研制完成的换能器实物如图 13 所示。具体设计结构如图 14 所示。



图13 换能器实物图

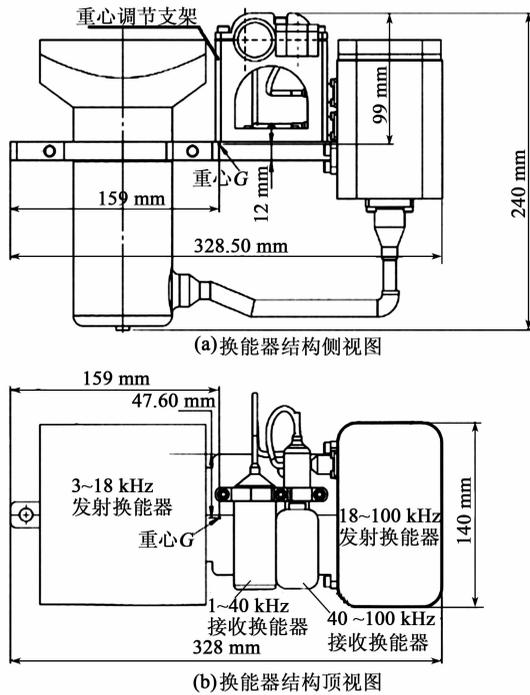


图 14 换能器实际尺寸图

本文设计研制的宽带组合式水声换能器覆盖发射频段为 3~100 kHz,接收频段为 1~100 kHz,实物总质量为 9.4 kg(空气中,含支架及连接缆),尺寸为 328.5 mm×140 mm×240 mm,小于设计输入中关于尺寸和质量的要求,降低 ROV 搭载能力要求。该换能器匹配安装在 ROV 本体上,安装完成后的实物如图 15 所示。仿真分析结果可作为设计参考输入,但后续在实际研制与调试过程中,需根据实际测量情况进行调整,以满足实际使用需求。



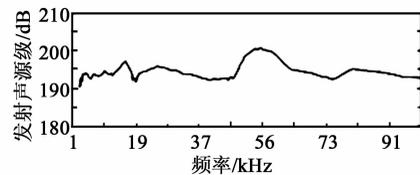
图 15 换能器 ROV 上安装完工图

### 3 试验测试

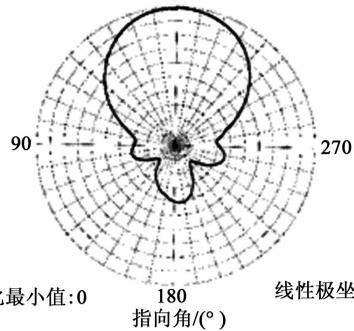
宽带组合式水声换能器的发射部分采用 3 个独

立单元,组成覆盖 3~100 kHz 的工作频段,接收部分采用 2 个独立单元,组成覆盖 1~100 kHz 的工作频段。采用两端发射、中间接收的总体布局,确保换能器开角,换能器内部设计有反声障板以降低声信号的内部反射叠加。同时在接收部分采用可调节支架机构设计,根据实际试验情况进行接收换能器高度的有限调节,进一步扩大接收开角,避免换能器壳体及 ROV 本体遮挡和反射。

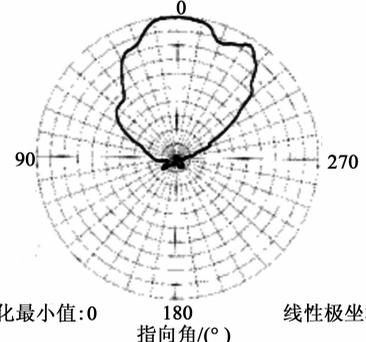
研制完成后,为了进一步获得换能器的实际工作性能,与实验室通常采用的收发独立测试方法不同,这里采用换能器整体声学性能指标测试。即整体安装在 ROV 上后,模拟实际工作情况下进行换能器的水池测试,进一步确认换能器安装在 ROV 上后,受 ROV 结构的影响情况,从而获得换能器在实际工作状态下的真实性能参数。在某消声水池进行综合测试,验证其性能指标的实现情况。消声水池测试条件为:环境室温为 25 ℃,测试电缆长度 3 m,入水深度 3 m,环境水温 20 ℃,绝缘电阻 500 MΩ,静态电容 51 000 pF,测试距离为 6.2 m。实际测量结果如图 16、17 所示。



(a) 宽带发射声源级



(b) 5 kHz 水平指向性开角(94.5°@-3 dB)



(b) 55 kHz 水平指向性开角(81.6°@-3 dB)

图 16 换能器宽带发射声源级及指向性曲线图

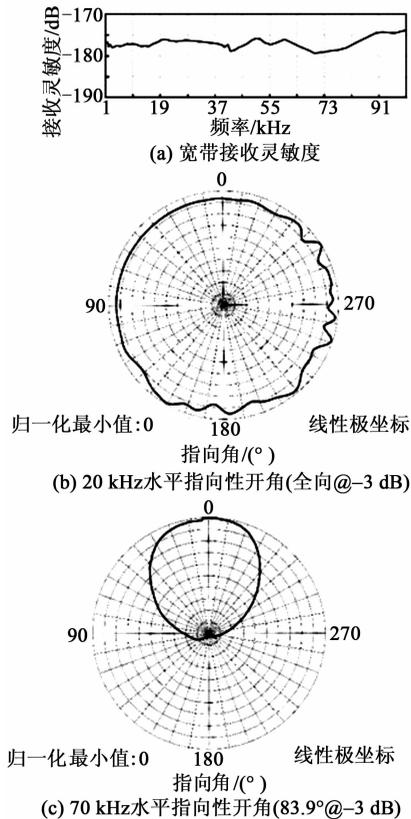


图17 换能器宽带接收及指向性曲线图

利用ROV搭载宽带组合式水声换能器,对水面舰船航行尾流气泡进行宽频带的水声探测,获得尾流气泡的相关声学特征及尾流的物理尺寸等信息。具体湖上试验时,利用水面舰船在水面做高速直航运动,其舰船长7.5 m、宽3 m、吃水0.35 m,舷外挂机的螺旋桨在水下深度为0.8 m。试验水域为某湖开阔区域,区域平均水深为35 m,舰船经过测量点时航速为10节。ROV搭载本文宽带组合式水声换能器进行连续测量,重复测量中采用不同声学频率组合进行探测,获得尾流气泡分布情况测量结果如图18所示。

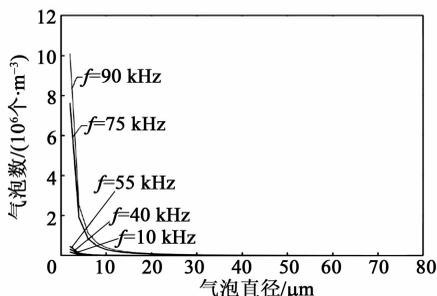


图18 不同频率下的实航尾流气泡强度曲线图

由图18可看出,实际测量舰船尾流气泡尺寸高密度集中在 $10\sim 20\ \mu\text{m}$ ,该测量结果与文献[16]给

出的尾流中半径为 $10\sim 20\ \mu\text{m}$ 气泡数密度最高<sup>[18-19]</sup>相符,证明该换能器在实际工作环境下满足测试需求。同时,利用该换能器连续测量水面舰船航行后形成的尾流气泡层,根据获得的尾流气泡声学目标强度信息,结合当前水声环境(如声速、水深等)及先验数据(如换能器灵敏度、发射声源级级电路增益等),根据相应处理算法<sup>[19-20]</sup>估算,获得其气泡强度随深度和时间变化曲线如图19所示。

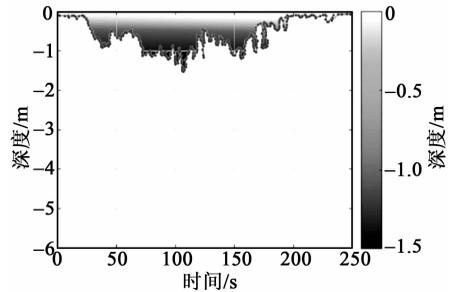


图19 实航尾流气泡强度随深度及时间变化曲线图

由图19可看出,尾流气泡持续时间约为173 s,实际测量中间段尾流气泡厚度为1.46 m,与常规尾流计算公式给出的经验公式<sup>[21]</sup>基本相符。

综上所述,通过在消声水池的整体计量测试,测量结果表明,换能器实际性能与仿真结果基本相符。安装在ROV平台上进行湖上实航试验验证,试验结果表明,该换能器覆盖频段宽,结构小,且测量结果与经验公式基本相符,测量数据可信,可满足水面舰船尾流气泡的声学探测要求。

#### 4 结束语

本文提出一种组合式一体化换能器设计方法,具有低频到高频的宽带工作频段,其特征在于,发射端可覆盖 $3\sim 100\ \text{kHz}$ ,接收端覆盖 $1\sim 100\ \text{kHz}$ ,且开角不小于 $70^\circ$ ;采用收发分置布局,发射在两端,接收集中在中央,内部具有声学障板结构设计;换能器内部各组件进行一体化封装,整体通过一个水密连接器输出,降低外部连接复杂度;通过换能器中心支架结构,使其换能器整体重心调节,便于ROV等小型水下航行体的适配和安装;换能器开放式布局,通过金属支架进行机械承力,降低整个换能器质量和尺寸,提高适装性。

该换能器在较小尺寸限制条件下,具有工作频段宽、开角较大,质量较轻等优点,已成功应用在某小型ROV上,解决了小型ROV平台上超宽带水声测试难题,具有较高的军事及民用价值。

## 参考文献:

- [1] 莫喜平. 水声换能器发展中的技术创新[J]. 陕西师范大学学报(自然科学版), 2018, 46(3): 1-12.  
MO Xiping. Technical innovation with progress of underwater transducers[J]. Journal of Shaanxi Normal University(Natural Science Edition), 2018, 46(3): 1-12.
- [2] 朱永建, 徐鹏飞. 水声通信网的研究进展及其应用[J]. 通信技术, 2012; 45(6): 36-38.  
ZHU Yongjian, XU Pengfei. Development and applications of underwater acoustic communication networks[J]. Communications Technology, 2012; 45(6): 36-38.
- [3] 田丰华, 宋哲. 一种多谐振宽带复合棒声学换能器的设计与性能分析[J]. 鱼雷技术, 2016, 24(6): 412-416.  
TIAN Fenghua, SONG Ze. Design and performance analysis of a multi-resonant broadband tonpiz acoustic transducer[J]. Torpedo Technology, 2016, 24(6): 412-416.
- [4] 魏波, 周天, 李超, 等. 多波束声呐基阵一体化自校准方法[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2019, 40(4): 792-798.  
WEI Bo, ZHOU Tian, LI Chao, et al. Research on the self-calibration of multi-beam echo sounder transducer array based on the integrated method[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2019, 40(4): 792-798.
- [5] 童晖, 张涛, 张彬, 王佳麟. 一款水声通信换能器研究[J]. 声学技术, 2017, 36(4): 390-393.  
TONG Hui, ZHANG Tao, WANG Jianlin. A study of underwater acoustic communication transducer[J]. Technical Acoustics, 2017, 36(4): 390-393.
- [6] 黄威, 朱辉庆, 傅寅锋. 深水换能器现状及展望[J]. 声学与电子工程, 2015, 117(1): 45-48.  
HUANG Wei, ZHU Huiqing, FU Yinfeng. Present situation and prospect of deepwater transducers[J]. Acoustics and Electronic Engineering, 2015, 117(1): 45-48.
- [7] 夏铁坚, 郝浩琦. 一种深水宽带换能器[J]. 声学技术, 2012; 31(1): 64-66.  
XIA Tiejian, HAO Haoqi. A kind of deep-water broadband transducer[J]. Technical Acoustics, 2012, 31(1): 64-66.
- [8] LAGIERMICHE L. Electroacoustic transducer for deep submersion; US4068209[P]. 1978-1-10.
- [9] HELD J L, COLLINS K D, MACKELBURG G. Deep ocean wide band acoustic baffle; US4488271 [P]. 1984-12-11.
- [10] 郝浩琦, 谢民. 组合式宽带深水换能器设计[J]. 声学技术, 2018, 37(5): 135-138.  
HAO Haoqi, XIE Min. Design of combined broadband deep water transducer[J]. Technical Acoustics, 2018, 37(5): 135-138.
- [11] 孙淑珍, 李俊宝. 多谐振宽带 Janus-Ring 换能器[J]. 声学学报, 2019, 44(4): 743-750.  
SUN Shuzhen, LI Junbao. Multi-resonant broadband Janus-Ring transducer [J]. Acta Acustica, 2019, 44(4): 743-750.
- [12] 欧阳文. 港口近程水下安防系统战术指标设计[J]. 舰船电子工程, 2013, 228(6): 145-147.  
OUYANG Wen. Tactics Index of sort-range submarine security system of port [J]. Ship Electronic Engineering, 2013, 228(6): 145-147.
- [13] 徐江, 赵春梅, 曾浩. 水声目标辐射噪声的建模与仿真技术研究[J]. 系统仿真学报, 2011, 23(8): 1587-1589.  
XU Jiang, ZHAO Chunmei, ZENG Hao. Study of modeling and simulating technology of noise of underwater acoustic objects[J]. Journal of System Simulation, 2011, 23(8): 1587-1589.
- [14] 徐瑜, 倪小清, 夏红梅, 等. 蛙人探测声呐发展现状及关键技术[J]. 舰船电子工程, 2017, 37(3): 1-2.  
XU Yu, NI Xiaoqing, XIA Hongmei, et al. Current status of diver detection sonar and key technologies[J]. Ship Electronic Engineering, 2017, 37(3): 1-2.
- [15] 莫喜平. ANSYS 软件在模拟分析声学换能器中的应用[J]. 声学技术, 2007, 26(6): 12-14.  
MO Xiping. Simulation and analysis of acoustics transducers using the ANSYS software[J]. Technical Acoustics, 2007, 26(6): 12-14.
- [16] SAIJYOU K, OKUYAMA T. Design optimization of wide-band tonpiz piezoelectric transducer with a bending piezoelectric disk on the radiation surface[J]. J Acoust Soc Am, 2010, 127: 2836-2846.
- [17] 张光斌, 邓云云, 张小凤, 等. 抑制宽带双激励换能器发射响应起伏的电学方法[J]. 中国科学, 2016, 46(11): 1157-1165.  
ZHANG Guangbin, DENG Yunyun, ZHANG Xiaofeng, et al. An electrical method for suppressing the emission response fluctuation of broadband dual excitation transducer [J]. Science in China, 2016, 46(11): 1157-1165.
- [18] 张建生, 孙传东, 卢笛. 水中气泡的特性研究[J]. 西安工业学院学报, 2000, 20(1): 1-8.  
ZHANG Jiansheng, SUN Chuandong, LU Di. Air bubbles in water [J]. Journal of Xi'an Institute of Technology, 2000, 20(1): 1-8.
- [19] 张群, 王英民. 尾流中多气泡模型及有限元分析[J]. 鱼雷技术, 2014, 22(4): 316-320.  
ZHANG Qun, WANG Yingmin. Multi-bubble models in ship wake and finite element analysis [J]. Torpedo Technology, 2014, 22(4): 316-320.
- [20] 刘竹青, 马琳, 陈奕宏, 等. 模拟舰船模型气泡尾流的声学特性试验研究[J]. 船舶与海洋工程, 2016, 32(5): 21-25.  
LIU Zhuqing, MA Lin, CHEN Yihong, et al. Experimental study of the acoustic characteristics of bubbles in the simulated wake of ship model [J]. Naval Architecture and Ocean Engineering, 2016, 32(5): 21-25.
- [21] 卞元庆. 舰船尾流特性及鱼雷尾流自导作用距离的评估[J]. 鱼雷技术, 1999, 7(4): 9-11.  
BIAN Yuanqing. Evaluation of wake characteristics of ships and homing distance of torpedo wake [J]. Torpedo Technology, 1999, 7(4): 9-11.

文章编号:1004-2474(2020)02-0230-05

# 基于兰姆波在玻璃基板驱动微升油水分离实验

丁文政, 梁威, 张富强

(上海工程技术大学 机械与汽车工程学院, 上海 201620)

**摘要:**提出了在倾斜玻璃基板上平行安装两片谐振频率为 1 MHz 的单相叉指换能器(SPT)进行微升级液体油水分离实验探究。结合油水混合液滴在倾斜基板上的受力情况,利用二维 Navier-Stokes 方程和声流理论建立液滴运动力学模型,分析了微升油水分离时间随各影响因素下的变化关系。理论分析和实验结果表明,影响油水分离时间的因素主要有基板倾角、输入峰值电压和油水混合比例,通过调整影响因素,可以高效地把油水混合液滴进行分离。该研究方法可降低传统油水分离的生产成本,为分离两种不相溶的微升混合液滴提供了新思路。

**关键词:**兰姆波;声流;油水分离;单向换能器;微升液滴

**中图分类号:**TN385;O429 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.019

## Experiment on Separation of Microliter Oil/Water Mixed Droplets on Glass Substrate Driven by Lamb Wave

DING Wenzheng, LIANG Wei, ZHANG Fuqiang

(School of Mechanical and Automotive Engineering, Shanghai University of Engineering Science, Shanghai 201620, China)

**Abstract:** In this paper, it is proposed to install two single phase transducers(SPTs) with resonance frequency of 1 MHz in parallel on the inclined glass substrate to conduct microliter oil/water mixed drop separation experiments. Combined with the force of oil/water mixed droplets on the inclined substrate, the two-dimensional Navier-Stokes equation and the sound flow theory were used to establish the droplet motion mechanics model. The variation relationship between the separation time of the microliter oil/water mixed drop and various influencing factors was analyzed. The theoretical analysis and experimental results show that the factors affecting the separation time mainly include the substrate inclination angle, input peak voltage and oil/water mixing ratio. The oil/water mixed droplets can be efficiently separated by adjusting the value of the influence factors. The research method can reduce the cost of traditional oil/water mixed drop separation, and provide a new idea for separating two incompatible microliter mixed droplets.

**Key words:** Lamb wave; acoustic streaming; oil/water separation; single phase transducer; microliter droplet

### 0 引言

随着大计量的油水混合液分离技术的逐渐成熟,而对应用于化工、制药、精密仪器制造等领域涉及小计量的油水微分离研究也越来越重要。目前油水微分离法不仅效率低,且设备成本高、复杂,为了寻求一种高效、低廉、易于应用的方法, Luo 等<sup>[1]</sup>提出运用两个非平行基板挤压法来分离油水混合液,虽然设备简易且可实现油水分离,但对于分离的角度控制要求极高。 Ghafourian 等<sup>[2]</sup>和 Garcialopez

等<sup>[3]</sup>介绍了一种利用超声波驻波声场法对油水混合乳状液滴进行分离,然而它仅展示出用来预测乳状微粒的尺寸大小,并未对如何有效地分离油水混合液做细致的讨论。王保安等<sup>[4]</sup>提出了在部分声场作用下,油包水相微液滴的分裂方法,但对油水分离未进行细致的探讨。通过研制出超疏水、超亲油及超疏油材料, Wen 等<sup>[5]</sup>和 Liu 等<sup>[6]</sup>实现了油水混合物分离,但超润湿过滤膜受到了网口尺寸的限制。近年来,由于声表面波(SAW)良好的技术特性,其在

收稿日期:2019-09-12

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51505274);上海市“晨光计划”基金资助项目(15CG58);上海市青年东方学者基金资助项目(QD2015036)

作者简介:丁文政(1991-),男,河南商丘人,硕士生,主要从事声波激发器的应用研究。通信作者:梁威,女,副教授,硕士生导师,主要从事传感器与激发器材料、检测与传感相关技术的研究。E-mail:Wei\_Liang222@126.com。

微流体领域得到了应用。如章安良等<sup>[7]</sup>提出了在压电基片上液滴转换为微通道内微流体的方法,并为印刷电路板上微通道制作提供了新思路。Schmitt等<sup>[8-9]</sup>利用SAW在各种非压电基板(玻璃、钢和铝)上检测和推进微升级液滴的机制。Wixforth<sup>[10-11]</sup>、Friend和Yeo等<sup>[12]</sup>研究了液滴的驱动效应。Liang和Linder<sup>[13]</sup>确定了兰姆(Lamb)波振幅的临界值,高于该值就可以实现液滴的推进。然而,这些技术过去主要集中在微流体驱动和控制上,而对混合液体分离关注较少。基于目前相关学者利用SAW技术对液滴运动机理的研究,本文提出在倾斜玻璃基板上利用Lamb波驱动分离微升级油水混合液滴,通过理论和实验分析,可以实现微升级油水混合液滴分离,降低了传统油水分离的生产成本,为分离两种不相溶的微升级混合液滴提供了新思路。

## 1 理论分析

### 1.1 Lamb波驱动液滴运动

Lamb波沿着基板表面横向传播模式如图1所示。处在Lamb波传播路径上的液滴会吸收波的能量,并在液滴内部形成声流,从而驱动液滴定向移动。

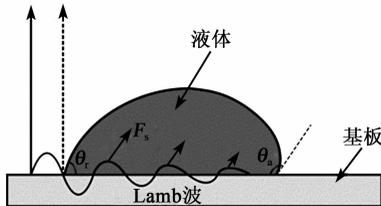


图1 Lamb波驱动液滴运动示意图

基于不可压缩流体动量守恒原理,液滴在运动过程中满足二维时间依赖的Navier-Stokes方程<sup>[14-16]</sup>:

$$\rho \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t} + \rho(\mathbf{u} \cdot \nabla)\mathbf{u} = \mathbf{F}_s + \mathbf{F}_g + \nabla \cdot [-p\mathbf{I} + \mu(\nabla\mathbf{u} + (\nabla\mathbf{u})^T)] \quad (1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{u} = 0 \quad (2)$$

式中: $\nabla$ 为梯度;上角T为对矩阵进行转置运算; $\rho$ 为液滴的密度; $\mathbf{u}$ 为声流速度向量; $p$ 为压力; $\mathbf{I}$ 为单位对角矩阵; $\mu$ 为液滴的动态粘度; $\mathbf{F}_s$ 为声流力量; $\mathbf{F}_g$ 为液滴重力向量。

### 1.2 驱动液滴运动的声流力及阻碍液体运动的阻力计算

液滴在玻璃基板上运动时,主要受到 $\mathbf{F}_s$ 、液滴和基板间的阻力( $\mathbf{F}_r$ )及液滴的重力( $mg$ )3个力的

作用。基于Nyborg的声流理论,Shiokawa<sup>[17]</sup>推导出声流力公式为

$$F_{sx} = -\rho(1 + \alpha_1^2)A^2\omega^2 k_{\text{imag}} \exp 2 \cdot (k_{\text{imag}}x + \alpha_1 k_{\text{imag}}z) \quad (3)$$

$$F_{sz} = -\rho(1 + \alpha_1^2)A^2\omega^2 k_{\text{imag}} \alpha_1 \exp 2 \cdot (k_{\text{imag}}x + \alpha_1 k_{\text{imag}}z) \quad (4)$$

式中: $\alpha_1 = -j\alpha$ , $\alpha$ 为衰减常数,且满足 $\alpha^2 = 1 - (v_s/v_l)^2$ , $v_s$ 为泄漏的Lamb波速度, $v_l$ 为液体中的声速; $A$ 为Lamb波在进入液滴边缘处的位移幅度; $\omega = 2\pi f$ 为角频率; $k_{\text{imag}}$ 为Lamb波在液体介质内的能量损耗。

液滴在基板上会发生接触角滞后(CAH)现象,由其产生的 $\mathbf{F}_r$ 满足如下方程<sup>[18]</sup>:

$$\mathbf{F}_r = k\gamma R (\cos \theta_r - \cos \theta_s) \quad (5)$$

式中: $k$ 为通过实验确定的无量纲常数; $\gamma$ 为液-气界面张力; $R$ 为液滴半径; $\theta_r$ , $\theta_s$ 分别为液滴的前进接触角和后退接触角。

### 1.3 Lamb波在水中和油中的衰减

Lamb波在传播过程中遇到液体时,由于固气液界面散射作用而损失部分能量<sup>[19]</sup>,另一部分能量传播进入液体内部,因其受到粘性负载作用而形成衰减波,Lamb波中的横波、纵波均产生衰减,用液体的阻尼系数 $\xi$ 表征其对波的衰减能力,则液体对横波、纵波的阻尼系数 $\xi_t$ 、 $\xi_l$ 为<sup>[20]</sup>

$$\xi_t = \frac{\rho_l c_l}{\rho_s c_s \lambda} \quad (6)$$

$$\xi_l = \frac{\sqrt{\rho_l \eta_l \omega^3}}{4\sqrt{2} \pi^2 \rho_s c_s^2} \quad (7)$$

式中: $\rho_s$ 为表面材质密度; $\rho_l$ 为液体密度; $c_l$ 为波在液体中的传播速度; $c_s$ 为波速; $\lambda$ 为波长; $\eta_l$ 为液体的动态。

通过估算 $\alpha_l \ll \alpha_t$ ,液体中的纵波衰减要远小于横波在液体中的衰减,因此,主要影响驱动液滴运动的是横波<sup>[20]</sup>,故本文主要考虑横波驱动,对纵波的影响可忽略。由于两种液体密度 $\rho_{\text{oil}} > \rho_{\text{water}}$ ,Lamb波在液体中传播速度 $c_{\text{water}} > c_{\text{oil}}$ ,根据式(6)可得 $\alpha_{\text{oil}} < \alpha_{\text{water}}$ 。Lamb波在水中的衰减大于在油中的衰减,水滴吸收Lamb波的能量大于油滴吸收的能量,从而得到Lamb波驱动水滴要易于油滴。水和油吸收能量不同的性质,为Lamb波驱动混合液滴分离提供了理论依据,即Lamb波在油水混合液滴中传播,油滴和水滴会获得不同的加速度,获得加速度大的水滴较加速度相对小的油滴先从混合液中脱离出来,从而达到了油水分离的目的。

## 2 油水混合方式分析

水和油是两种不相容液体,实验所用油的密度为  $\rho_{oil}=0.88\text{ g/cm}^3$ ,水的密度为  $\rho_{water}=0.1\text{ g/cm}^3$ ,水滴和油滴混合时有先滴油后滴水、先滴水后滴油两种不同的方式,分别形成两种不同的分布结构如图2所示。

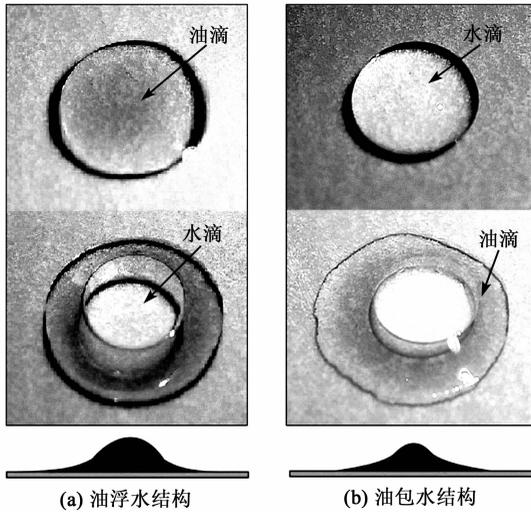


图2 油浮水结构和油包水结构

本文把以上两种结构称为油浮水和油包水结构,通过在未施加外力的情况下,仅依靠提高玻璃板的倾斜角度,增加  $F_g$  的分量来比较两种不同混合方式的分离效率。通过大量的实验表明,在油水体积比为 1:1 的混合情况下,油浮水的混合方式在相同倾斜角度下的分离效率远高于油包水混合方式,且油包水混合方式分离时会产生水在油中的拖尾现象(见图3),导致油水分离不够彻底。

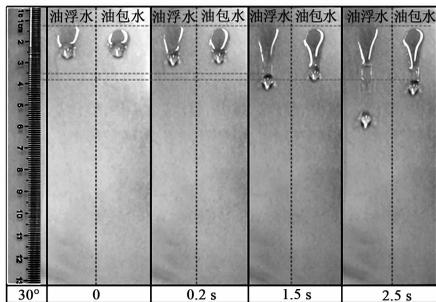


图3 油浮水和油包水混合方式分离对比

### 2.1 油浮水结构分析

油浮水分布结构在玻璃基板斜面上受力情况如图4所示。此分布结构玻璃基板表面不与水直接接触,水的密度比油的密度大,会沉在下面,但底部的油分子不会被密度大的水完全挤开,而是通过分子间的运动,在油水间形成一层油膜,油膜把水滴和玻璃板隔绝,产生油水分割层,因此可以简化成油浮水

的模型。单独对水滴进行受力分析:水滴受到  $F_g$ , 油膜对水滴产生摩擦阻力  $F_f$ 。在斜面上不断下滑的过程中,底部的油滴会不断铺展开来形成一层薄膜,该油膜有助于促使水滴下滑与油滴分离。

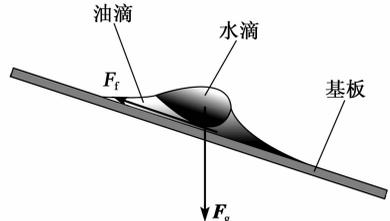


图4 油浮水结构示意图

### 2.2 油包水的分布结构及水滴拖尾现象

油包水分布结构及受力分析如图5所示。该结构中水滴和油滴与基板直接接触,且油滴环绕在水滴的周围。由于水和油在密度和动力粘度上存在差异,外力驱动水滴和油滴时会获得不同的运动加速度,从而促使油水分离。

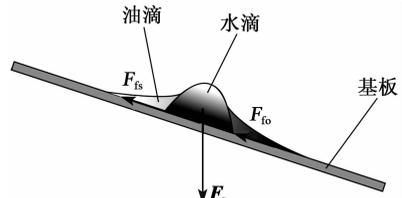


图5 油包水结构分析

单独对水滴进行受力分析,即受到玻璃基板对水滴产生的摩擦力  $F_{fs}$ ,环绕在周围的油滴对水滴产生的阻力  $F_{io}$ 及自身的重力  $F_g$ 。要把水滴从环绕的油滴中分离出来,就必须克服以上两个阻力 ( $F_{fs}$ ,  $F_{io}$ ),当水滴在油滴中相对下滑时,水滴的变形会使尾部边长变细,水滴尾部的表面张力小于油滴所施加的剪切阻力时,就产生了拖尾现象,如图6所示。

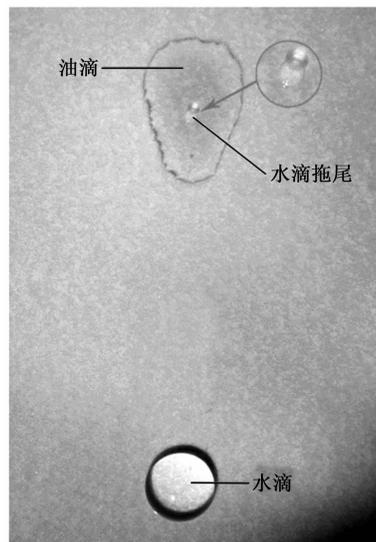


图6 水滴拖尾现象

根据以上油水混合方式的分析结果,本文采用预先滴油的混合式,其形成的油浮水结构混合液滴不仅分离速度快,且不易产生油滴的拖尾现象,具有分离彻底的优点。

### 3 实验方法

实验所用仪器装置有自制的放大电路单元、外接直流电源(0~30 V)、两个不同规格的微量移液器(0~10 μL、10~100 μL)、函数信号发生器及用环氧树脂胶把两条单相换能器粘附在 1 mm 厚的玻璃基板,单相叉指换能器 SPT(25 mm×1 mm×1 mm)由美国 PI Ceramics 公司生产。阻抗分析仪(Keysight E4990A)测得的阻抗为  $3.76 \times 10^4 \Omega$ ,电能转化声能效率  $\eta = 30.36\%$ 。函数信号发生器设置的频率  $f = 1 \text{ MHz}$ ,占空比为 50%,波偏移量为 2.5 V(直流),通过日本 Canon 公司生产的高单反摄像机(EOS 5D Mark III)采集实验影像资料,且采用示波器检测输出波形。

通过波幅仪器测得胶装单相换能器的玻璃基板产生的  $A$  与输入峰值电压的关系如图 7 所示。玻璃基板正面产生的  $A$  较大,由式(3)、(4)可知, $A$  越大,液体受到的驱动力  $F$  就越大,选取正面作为实验的接触面更易实现油水分离。

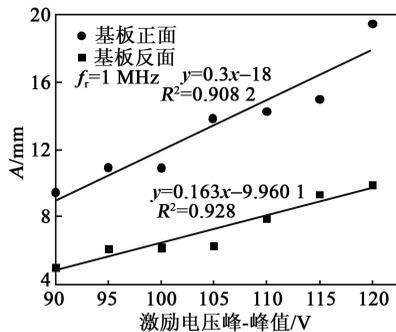


图 7 谐振状态下 SPT 的  $A$  和激励电压峰-峰值的关系

综上所述可知,影响油水分离的因素主要有输入峰值电压、基板倾斜角( $\theta$ )及油水混合比。输出电压峰-峰值为 115 V、玻璃基板倾角为  $15^\circ$  及油水混合比为 1:1 的条件下,油水分离示意图如图 8 所示。

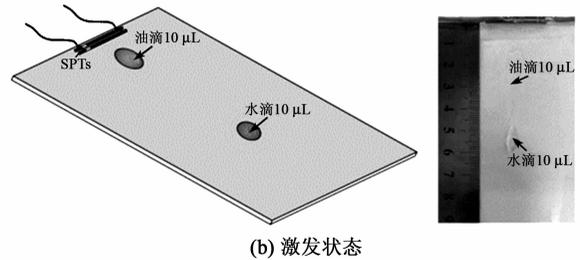
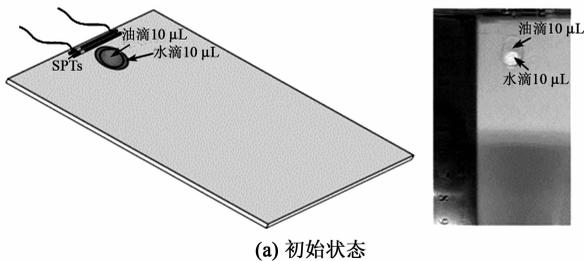


图 8 兰姆波驱动油水分离实验

### 4 结果与讨论

在本实验中,用微量移液器分别把 10 μL、20 μL、30 μL、40 μL 的水滴与 10 μL 的橄榄油滴进行混合,形成混合比为 1:1、1:2、1:3、1:4 的混合液滴,控制玻璃基板倾角分别为  $5^\circ$ 、 $10^\circ$ 、 $15^\circ$ 、 $20^\circ$ ,设置输入激励电压峰-峰值从 90 V 增至 120 V,间隔 5 V 为一组实验。为减小液滴在运动过程中外界(蒸发、污染等)对实验结果的影响及保证实验数据的严谨性,每做一次液滴驱动实验都重新放置液滴,且每次实验的水滴都在同一起点运动。每组实验在同一条件下重复 10 次,然后取其平均值进行数据分析。

#### 4.1 输入峰值电压对分离时间的影响

分别把 4 种油水混合比的液滴(1:1、1:2、1:3、1:4)放置在倾角为  $10^\circ$ 、 $20^\circ$  的基板上进行实验,随着输入峰值电压(90~120 V)的不断增大,油水分离的时间变化如图 9 所示。随着输入峰值电压的增加,不同混合比的液滴分离时间均有减少,分离效率增高,两种基板倾角的变化情况几乎一致。

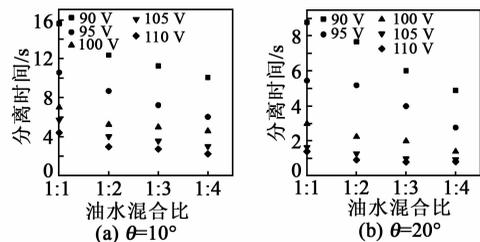


图 9 输入峰值电压与分离时间的关系

结合式(3)、(4)可知,根据  $F_s = \sqrt{F_{sx}^2 + F_{sz}^2}$  推导可得:

$$F_s = -\rho (1 + \alpha_1^2)^{3/2} A^2 \omega^2 k_{imag} \exp 2 \cdot (k_{imag} x + \alpha_1 k_{imag} z) \quad (8)$$

由式(8)可得,输入峰值电压越大,Lamb 波在液滴内形成的声流速度越大,从而促进油水混合液滴分离。

## 4.2 油水混合比对分离时间的影响

基板倾角设置为  $10^\circ$ , SPTs 两端输入不同的激发峰值电压(90 V、95 V、100 V、105 V、110 V)时, 混合比与分离时间的关系如图 10(a)所示。随着油水混合比的缩小, 油水混合液滴分离所用时间均出现不同程度的下降, 分离效率越来越高。当基板倾角设为  $20^\circ$ , 其他条件固定不变时, 混合比与分离时间的关系如图 10(b)所示, 其变化趋势与图 10(a)基本一致。由于混合比的缩小, 水在混合液滴中所占比例不断增加, 水自身的重力分力即下滑力也在增大, 从而导致油水驱动力差值扩大, 更易促进油水分离。

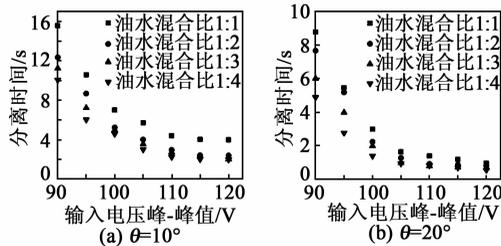


图 10 油水混合比与分离时间的关系

## 4.3 $\theta$ 对分离时间的影响

同样把油水混合比控制在 1:1、1:2、1:3、1:4, 将输入峰值电压分别设为 100 V、110 V 时, 探究出  $\theta$  与油水分离时间的关系如图 11 所示。由图可知, 在输入峰值电压不同的情况下, 不同混合比的混合液滴分离时间随  $\theta$  的变化规律基本相同, 即  $\theta$  越大, 混合液滴的分离时间越短。重力因素的影响主要取决于  $\theta$ , 倾斜角度越大, 液滴所受到的重力下滑分力越大, 由于在油水混合中水的黏度低于油的黏度, 水滴更易从混合液中脱离, 从而缩短油水混合液滴的分离时间。

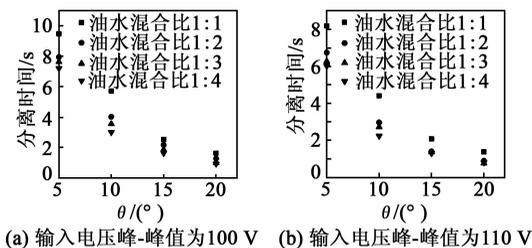


图 11  $\theta$  与分离时间的关系

## 5 结束语

本文探究了基于兰姆波在倾斜玻璃基板上进行油水分离, 分别从理论和实验两个方面进行分析。在理论分析中, 研究了倾斜玻璃基板上混合液滴的

结构及其力学方程, 得出结果表明油水分离时间主要受输入峰值电压、油水混合比和基板倾角 3 个因素的影响, 然后针对以上 3 个因素对油水分离时间的影响分别进行实验分析。实验结果表明, 提高 SPT 两端的输入峰值电压、减小油水混合比及增加玻璃基板的倾斜角度能够缩短油水分离时间, 提高分离效率。该研究方法高效地实现了油水微分离, 并可降低传统油水分离的生产成本, 为分离两种不相溶的微升混合液滴提供了新思路。

## 参考文献:

- [1] LUO C, HENG X. Separation of oil from a water/oil mixed drop using two nonparallel plates [J]. *Langmuir*, 2014, 30(33): 10002-10010.
- [2] GHAFOURIAN N H, HAMED M M T, KADKHO-DAEE R, et al. Modeling of oil-water emulsion separation in ultrasound standing wavefield by neural network [J]. *Journal of Dispersion Science & Technology*, 2013, 34(4): 490-495.
- [3] GARCIALOPEZ A, SINHA D N. Enhanced acoustic separation of oil-water emulsion in resonant cavities [J]. *Open Acoustics Journal*, 2008, 1(1): 66-71.
- [4] 王保成, 付相庭, 章安良. 基于声表面波油包水微液滴分裂研究 [J]. *压电与声光*, 2016, 38(5): 811-814.  
WANG Baocheng, FU Xiangting, ZHANG Anliang. Study on splitting the aqueous droplet encapsulated by oil based on surface acoustic wave [J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2016, 38(5): 811-814.
- [5] WEN Q, DI J, JIANG L, et al. Zeolite-coated mesh film for efficient oil-water separation [J]. *Chemical Science*, 2013, 4(2): 591-595.
- [6] LIU M, HOU Y, LI J, et al. Stable superwetting meshes for on-demand separation of immiscible oil/water mixtures and emulsions [J]. *Langmuir*, 2017, 33(15): 3702-3710.
- [7] 章安良, 张小权, 胡文艳, 等. 基于声表面波微流转换微器件研究 [J]. *压电与声光*, 2016, 38(4): 515-518.  
ZHANG Anliang, ZHANG Xiaoquan, HU Wenyan, et al. A microdevice for microfluidic transformation based on surface acoustic wave [J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2016, 38(4): 515-518.
- [8] SCHMITT M, LINDNER G, KREMPPEL S, et al. Propulsion of droplets on non-piezoelectric substrates via mode conversion of Lamb waves [J]. *IEEE International Ultrasonics Symposium*, 2009, 1109(10): 289-305.

(下转第 239 页)

# 微米级 PZT 驱动器尺度相关的自由振动分析

陈明<sup>1,2</sup>, 郑世杰<sup>2</sup>, 田志昌<sup>1</sup>, 杨志军<sup>1</sup>, 冯鑫<sup>1</sup>

(1. 内蒙古科技大学 土木工程学院, 内蒙古 包头 014010;

2. 南京航空航天大学 机械结构力学及控制国家重点实验室, 江苏 南京 210016)

**摘要:**根据修正偶应力理论和哈密顿原理,并结合经典的层合梁理论,推导出具有层合结构、考虑力-电耦合作用的微米级均质、非均质锆钛酸铅(PbZrTiO<sub>3</sub>, PZT)智能驱动器尺度相关的运动控制方程和固有频率。通过引入的材料内禀特征尺寸参数,成功捕获了微米级 PZT 智能驱动器的尺寸效应。数值分析显示,不同基体材料对微米级均质、非均质 PZT 智能驱动器归一化固有频率影响较小;压电层厚度不变,随着基体厚度增加,微米级 PZT 驱动器尺寸效应逐渐变小;随着结构特征尺寸逐渐增大,尺寸效应逐渐消失。

**关键词:**修正偶应力理论;特征尺寸参数;锆钛酸铅(PbZrTiO<sub>3</sub>, PZT);尺寸效应;微米层合结构

**中图分类号:** TN101; O327 **文献标识码:** A **DOI:** 10. 11977/j. issn. 1004-2474. 2020. 02. 020

## Analysis of Size-dependent Free Vibration of Micro-scale PZT Driver

CHEN Ming<sup>1,2</sup>, ZHENG Shijie<sup>2</sup>, TIAN Zhicang<sup>1</sup>, YANG Zhijun<sup>1</sup>, FENG Xin<sup>1</sup>

(1. School of Civil Engineering, Inner Mongolia University of Science and Technology, Baotou 014010, China; 2. State Key Laboratory of Mechanics and Control of Mechanical Structures, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

**Abstract:** Based on the modified couple stress theory and Hamilton principle, and combining the classical laminated beam theory, the motion control equations and natural frequencies of micro-scale homogeneous and heterogeneous PZT intelligent drivers with laminated structure are derived in considering the mechanical-electrical coupling effect. By introducing the intrinsic feature size parameters of materials, the size effect of the micro-scale PZT drivers is successfully captured. The numerical analysis results show that different substrate materials have little influence on the normalized natural frequency of micro-scale homogeneous and heterogeneous PZT intelligent actuators. With the increase of the thickness of substrate layer, the size effect of micro-scale PZT drivers decrease gradually as the thickness of the piezoelectric layer does not change. With the increase of feature size of the PZT structure, the size effect gradually disappears.

**Key words:** modified couple stress theory; feature size parameter; PbZrTiO<sub>3</sub> (PZT); size effect; micro laminated structure

## 0 引言

锆钛酸铅(PbZrTiO<sub>3</sub>, PZT)压电陶瓷拥有优良的压电特性,广泛应用于微机电系统中,结构的特征尺度达到微米量级。微纳米结构力学行为的尺度相关性已在实验室得到证实<sup>[1-2]</sup>。经典的连续介质理论不能准确描述微纳米尺度构件的力学行为。

2002年, Yang等<sup>[3]</sup>在偶应力理论基础上提出,修正偶应力理论仅包含一个尺度相关的材料内禀尺寸参数,被广泛应用于分析微纳米尺度力学结构。

2011年, Gao等<sup>[4]</sup>通过修正偶应力理论建立微米级 Mindlin板模型,分析了简支结构板的静态弯曲和自由振动的尺寸相关性。2014年, Mesut等<sup>[5]</sup>将修正偶应力理论应用到非线性微米梁静态挠度、固有频率的尺寸效应分析。2015年, Mesut等<sup>[6]</sup>应用 Kirchhoff-Love板理论结合修正偶应力理论分析了移动载荷作用下微米板的振动问题。除单一材料组成的微米梁板结构,在复合材料及功能梯度材料方面有较多研究开展。2011年, Chen等<sup>[7]</sup>基于修正

收稿日期: 2019-10-21

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(11572151); 内蒙古科技大学创新基金资助项目(2015XYPYL05)

作者简介: 陈明(1981-), 男, 河北卢龙人, 讲师, 博士, 主要从事微纳米智能材料的力学行为分析的研究。通信作者: 郑世杰(1968-), 男, 内蒙古通辽人, 教授, 博导, 主要从事智能材料与结构的力学分析的研究。

偶应力理论,建立了考虑剪切变形的复合材料层合梁模型,分析模型的尺寸效应;并对比分析了欧拉-伯努利梁和铁木辛柯梁的解。2011年,Ke等<sup>[8]</sup>运用铁木辛柯梁理论结合修正偶应力理论分析了功能梯度梁动力学稳定性的尺寸效应。2015年,Li等<sup>[9]</sup>将修正偶应力理论应用于分析功能梯度压电板的静态弯曲和自由振动的尺寸相关性。2014年,Ansari等<sup>[10]</sup>在考虑电场引起应力变化情况下分析了微米级纯压电梁的振动特性。

上述研究主要集中在微米梁、板结构,关于压电层合微米梁结构的研究较少。2016年,Zheng等<sup>[11]</sup>考虑力电的耦合作用,研究了对微米级PZT压电层合驱动装置的静态力学行为进行了分析。本文在Zheng等<sup>[11]</sup>研究的基础上,进一步对微米级PZT层合驱动装置动态力学行为的尺寸效应进行分析。

## 1 微米级PZT驱动器的运动控制方程

PZT压电驱动器由压电片与基体组合而成。根据组合方式的不同可分为非均质和均质PZT双晶片驱动器,如图1所示。图中, $h_p$ 为PZT层厚度, $h_e$ 为金属垫层厚度。

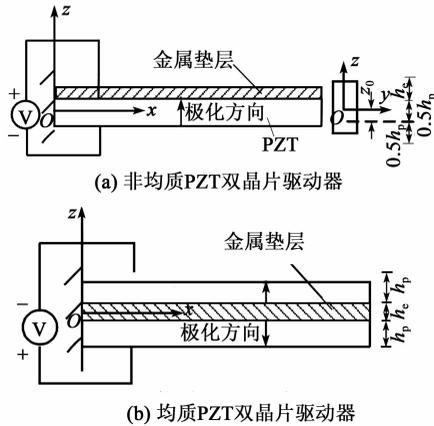


图1 微米级PZT驱动器

下面根据修正偶应力理论和经典的层合梁理论,推导在力-电耦合作用下的微米PZT层合梁结构智能驱动器的运动控制方程。

修正偶应力理论本构关系<sup>[3]</sup>为

$$\boldsymbol{\sigma}_{ij} = \lambda \delta_{ij} \boldsymbol{\varepsilon}_{kk} + 2\mu \boldsymbol{\varepsilon}_{ij} \quad (1)$$

$$\boldsymbol{m}_{ij} = 2l^2 \mu \boldsymbol{\chi}_{ij} \quad (2)$$

几何关系为

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{ij} = (u_{i,j} + u_{j,i})/2 \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\chi}_{ij} = \frac{1}{2}(\omega_{i,j} + \omega_{j,i}) \quad (4)$$

$$\boldsymbol{\omega}_i = \frac{1}{2}(u_{k,j} - u_{j,k}) \quad (5)$$

式中: $\boldsymbol{\sigma}_{ij}$ 为应力张量; $\boldsymbol{\varepsilon}_{ij}$ 为应变张量; $\lambda, \mu$ 为拉梅系数; $\boldsymbol{u}_i$ 为位移向量; $\boldsymbol{\omega}_i$ 为旋转向量; $\boldsymbol{m}_{ij}$ 为偶应力中的偏部分; $\boldsymbol{\chi}_{ij}$ 为曲率张量的对称部分; $l$ 为与材料属性相关的内禀尺寸特征参数; $\delta$ 为克罗内克符号。

根据欧拉-伯努利梁理论,微米级PZT智能驱动器的本构方程如下:

对于PZT层有:

$$\sigma_x = E_x \varepsilon_x - d_{31} E_z E_z \quad (6)$$

$$m_{xy} = 2\mu l^2 \chi_{xy} \quad (7)$$

$$D_z = d_{31} \sigma_x + \kappa_3 E_z \quad (8)$$

对于基体弹性层有:

$$\sigma_x = E_x \varepsilon_x \quad (9)$$

$$m_{xy} = 2\mu l^2 \chi_{xy} \quad (10)$$

式中: $E_x$ 为材料的弹性模量; $d_{31}$ 为材料的压电常数; $E_z$ 为 $z$ 方向电场强度; $D_z$ 为 $z$ 方向电位移; $\kappa_3$ 为介电常数。

非均质/均质PZT双晶片驱动器在线弹性阶段,电场与力场耦合下的总势能为

$$U = \frac{1}{2} \int_V (\sigma_x \varepsilon_x + 2m_{xy} \chi_{xy} - D_z E_z) dV \quad (11)$$

式中 $V$ 为体积。

假定梁结构在横向分布力 $q(x, t)$ 作用下,不考虑体力和体力偶的作用,则有

$$W = \int_0^L q(x, t) w(x, t) dx \quad (12)$$

忽略轴向位移对动能( $T$ )的影响,则 $T$ 可表示为

$$T = \frac{1}{2} \int_0^L \sum_{k=1}^N \rho_k A_k \left[ \frac{\partial w(x, t)}{\partial t} \right]^2 dx \quad (13)$$

式中: $\rho_k$ 为第 $k$ 层梁的密度; $A_k$ 为第 $k$ 层梁的横截面积, $k$ 为驱动器层数。根据哈密顿原理有

$$\delta \left\{ \int_{t_1}^{t_2} (U - W - T) dt \right\} = 0 \quad (14)$$

将式(11)~(13)代入式(14),得到微米级层合梁的运动控制方程:

$$\sum_{k=1}^N \rho_k A_k \frac{\partial^2 w(x, t)}{\partial t^2} + (D + R) \frac{\partial^4 w(x, t)}{\partial x^4} = q(x, t) \quad (15)$$

式中 $0 < x < L$ , $L$ 为驱动器长度。若令外力为0,得到微米级非均质/均质PZT双晶片驱动器自由振动的微分方程:

$$(D + R) \frac{\partial^4 w(x, t)}{\partial x^4} + \sum_{k=1}^N \rho_k A_k \frac{\partial^2 w(x, t)}{\partial t^2} = 0 \quad (16)$$

$$D = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^N E_k (z_k^3 - z_{k-1}^3) \quad (17)$$

$$R = l^2 \sum_{k=1}^N G_k (z_k - z_{k-1}) \quad (18)$$

式中:  $D+R$  为弯曲刚度;  $G_k$  为第  $k$  层材料的剪切弹性模量。

若不考虑压电效应, 令  $h_p = 0$ , 则式(15)、(16)与 Kong 等<sup>[12]</sup>给出的微米级欧拉-伯努利梁的振动控制方程一致。若令  $h_e = 0$ , 仅考虑单层压电结构; 同时, Ansari 等<sup>[10]</sup>取压电效应引起应力沿厚度均匀分布, 并忽略泊松比影响, 则与式(16)一致。

对于一端固定、一端自由, 尺寸相关的非均质/均质 PZT 双晶片驱动器, 应用分离变量法, 假设方程的通解为

$$w(x, t) = [C_1 \sin(\beta x) + C_2 \cos(\beta x) + C_3 \sinh(\beta x) + C_4 \cosh(\beta x)] \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (19)$$

式中:  $\beta = \sqrt{\frac{\omega}{a}}$ ,  $a = \sqrt{\frac{D+R}{m}}$ ,  $m = \sum_{k=1}^N \rho_k A_k$  为单位长度压电驱动器的质量;  $\omega$  为固有频率。

根据式(19)可得频率方程为

$$\cos(\beta L) \cosh(\beta L) = -1 \quad (20)$$

式(20)的正根为  $\beta_i L = 1.875, 4.694, 7.855, 10.996, \dots, (i=1, 2, 3, 4, \dots)$ 。

悬臂结构非均质/均质 PZT 双晶片驱动器的自由振动方程为

$$w(x, t) = \sum_{i=1}^{\infty} \alpha_i \sin(\omega_i t + \theta_i) \left\{ \cosh(\beta_i x) - \frac{\cos(\beta_i x) + \cos(\beta_i L) + \cosh(\beta_i L)}{\sin(\beta_i L) + \sinh(\beta_i L)} \cdot [\sin(\beta_i x) - \sinh(\beta_i x)] \right\} \quad (21)$$

对于非均质 PZT 双晶片驱动器, 固有频率为

$$\omega_i = \beta_i^2 \sqrt{\frac{(E_p H_1 + E_e H_2) + 3l^2 (G_p h_p + G_e h_e)}{3m}} \quad (22)$$

式中  $E_e, E_p, G_e, G_p$  分别表示弹性层和压电层的弹性模量和剪切弹性模量;  $z_0$  为中性层到底部压电层中面的距离(见图 1), 且

$$z_0 = \frac{E_p (h_p^2 + h_e h_p)}{2(E_e h_e + E_p h_p)} \quad (23)$$

$$H_1 = 0.25h_p^3 + 2z_0^3 \quad (24)$$

$$H_2 = h_e^3 + (h_p - 2z_0)h_e^2 + (0.5h_p^2 - 2h_p z_0 + 2z_0^2)h_e \quad (25)$$

若将尺寸参数设为 0, 则式(22)退化为经典悬臂结构非均质 PZT 双晶片的固有频率为

$$\bar{\omega}_i = \beta_i^2 \sqrt{\frac{E_p H_1 + E_e H_2}{3m}} \quad (26)$$

利用方程(22)、(26), 可得非均质 PZT 双晶片归一化固有频率为

$$\frac{\omega_i}{\bar{\omega}_i} = \sqrt{1 + \frac{3l^2 (G_p h_p + G_e h_e)}{E_p H_1 + E_e H_2}} \quad (27)$$

对于均质 PZT 双晶片驱动器, 固有频率为

$$\omega_i = \beta_i^2 \sqrt{\frac{\frac{E_e h_e^3}{12} + \frac{E_p h_p H_3}{2} + l^2 (2G_p h_p + G_e h_e)}{m}} \quad (28)$$

式中  $H_3 = h_e^2 + 2h_e h_p + 4h_p^2/3$ 。令  $l=0$ , 式(28)即可退化为经典悬臂结构均质 PZT 双晶片固有频率的经典解为

$$\bar{\omega}_i = \beta_i^2 \sqrt{\frac{E_e h_e^3 + 6E_p h_p H_3}{12m}} \quad (29)$$

利用式(28)、(29)得到均质 PZT 双晶片归一化固有频率为

$$\frac{\omega_i}{\bar{\omega}_i} = \sqrt{1 + \frac{12l^2 (2G_p h_p + G_e h_e)}{E_e h_e^3 + 6(E_p h_p H_3)}} \quad (30)$$

## 2 算例分析

根据式(27)、(30), 首先分析不同厚度基体材料的非均质 PZT 双晶片驱动器  $\omega_i/\bar{\omega}_i$  受尺寸参数的影响。固定  $h_p/h_e = 0.5$ , 基体选取材料为低碳钢、黄铜和丙烯酸, 内禀尺寸特征参数以黄铜为依据, 取  $l=5 \text{ mm}^{[2]}$ , 材料具体力学参数如表 1 所示。

表 1 PZT 驱动器相关材料参数

材料名称	弹性模量/GPa	泊松比
软压电陶瓷	62.0	0.31
低碳钢	207.0	0.29
黄铜	110.0	0.35
丙烯酸	3.1	0.40
铝	71.7	0.33

图 2 为非均质 PZT 双晶片  $\omega_i/\bar{\omega}_i$  受基体材料影响。由图可看出, 不同的基体材料对  $\omega_i/\bar{\omega}_i$  的影响很小; 同时, 随着非均质 PZT 双晶片驱动器厚度增加,  $\omega_i/\bar{\omega}_i$  迅速降低; 在结构厚度达到尺寸特征参数

5倍时,  $\omega_i/\bar{\omega}_i$  接近 1, 尺度效应逐渐消失。

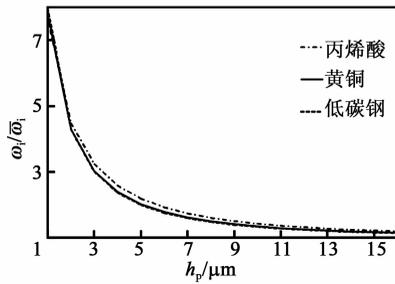


图2 非均质 PZT 双晶片的  $\omega_i/\bar{\omega}_i$  受基体材料影响

非均质 PZT 双晶片驱动器基体材料为黄铜, 分析不同基体层与 PZT 层厚度比,  $\omega_i/\bar{\omega}_i$  受 PZT 厚度变化的影响, 内禀尺寸特征参数仍取  $l=5 \mu\text{m}$ 。

图3为非均质 PZT 双晶片驱动器  $\omega_i/\bar{\omega}_i$  受基体厚度影响。由图可看出, 不同 PZT 层与弹性层的厚度比随着 PZT 厚度的增加,  $\omega_i/\bar{\omega}_i$  逐渐趋近于 1, 尺度效应慢慢消失; 同时, 对于相同厚度的 PZT 层, 弹性层厚度越大,  $\omega_i/\bar{\omega}_i$  越小。

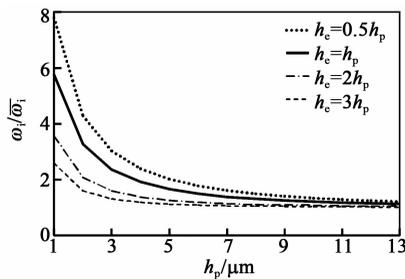


图3 不同基体厚度的非均质 PZT 双晶片的  $\omega_i/\bar{\omega}_i$

不同材料内禀尺寸特征参数一般不同, 且数据少。下面分析均质 PZT 双晶片驱动器随尺寸参数及  $\omega_i/\bar{\omega}_i$  的变化规律。图4为不同基体厚度均质 PZT 双晶片的  $\omega_i/\bar{\omega}_i$ 。图中, 取  $h_p=7 \mu\text{m}$ , 基体材料选取为黄铜。由图可看出, 不同  $h_e$  的均质 PZT 双晶片  $\omega_i/\bar{\omega}_i$  随着内禀尺寸特征参数值的增大均增大, 基体厚度对  $\omega_i/\bar{\omega}_i$  影响很小。

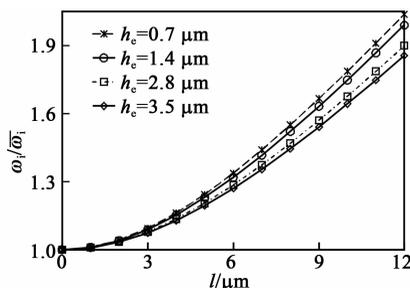


图4 不同基体厚度均质 PZT 双晶片的  $\omega_i/\bar{\omega}_i$

图5为不同基体材料均质 PZT 双晶片的  $\omega_i/\bar{\omega}_i$ 。图中, 取  $h_p=7 \mu\text{m}$ ,  $h_e=2.8 \mu\text{m}$ 。由图可看出, 基体材料属性对均质 PZT 双晶片  $\omega_i/\bar{\omega}_i$  影响不大。

同时, 基体材料的弹性模量越大, 随内禀尺寸特征参数增加,  $\omega_i/\bar{\omega}_i$  增长幅值越大。对比图2、5可看出, 与非均质 PZT 双晶片驱动器相比, 不同基体材料对均质 PZT 双晶片驱动器的影响更明显。

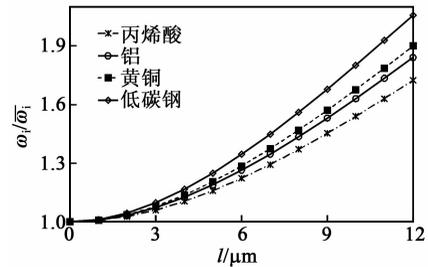


图5 不同基体材料均质 PZT 双晶片的  $\omega_i/\bar{\omega}_i$

### 3 结论

本文采用修正偶应力理论结合哈密顿原理, 推导了微米尺度均质、非均质 PZT 双晶片驱动器的运动控制方程和自由振动方程, 给出了两种结构的固有频率。理论模型通过引入的内禀尺寸特征参数成功捕获了微米尺度结构的尺度效应, 并获得模型随结构尺寸、基体材料属性等的变化规律, 具体如下:

- 1) 不同基体材料对于均质/非均质 PZT 双晶片驱动器归一化固有频率的影响有限, 对均质 PZT 双晶片驱动器的影响更明显。
- 2) 随着结构横、纵向及厚度尺寸的增加, 无论均质还是非均质 PZT 双晶片驱动器, 归一化固有频率均变小, 并趋近于 1; 在结构特征尺寸达到尺寸参数 5 倍时, 归一化固有频率接近 1。
- 3) 随着内禀尺寸特征参数增大, 结构的抗弯刚度增加, 归一化固有频率变大。

### 参考文献:

- [1] LEI J, HE Y, GUO S, LI Z, et al. Size-dependent vibration of nickel cantilever microbeams: Experiment and gradient elasticity[J]. Aip Advances, 2016, 6:105202.
- [2] FLECK N A, MULLER G M, ASHBY M F, et al. Strain gradient plasticity: theory and experiment[J]. Acta Metallurgica Et Materialia, 1994, 42(2):475-487.
- [3] YANG F, CHONG A C M, LAM D C C, et al. Couple stress based strain gradient theory for elasticity[J]. International Journal of Solids and Structures, 2002, 39(10): 2731-2743.
- [4] MA H M, GAO X L, REDDY J N. A non-classical Mindlin plate model based on a modified couple stress theory[J]. Acta Mechanica, 2011, 220(1/4):217-235.
- [5] ŞİMŞEK M. Nonlinear static and free vibration analysis of microbeams based on the nonlinear elastic foun-

- dation using modified couple stress theory and He's variational method [J]. *Composite Structures*, 2014, 112: 264-272.
- [6] MESUT M, AYDIN H, ŞİMŞEK M. Size-dependent vibration of a microplate under the action of a moving load based on the modified couple stress theory[J]. *Acta Mechanica*, 2015, 226(11): 3807-3822.
- [7] CHEN Wanji, LI Li, MA Xu. A modified couple stress model for bending analysis of composite laminated beams with first order shear deformation[J]. *Composite Structures*, 2011, 93(11): 2723-2732.
- [8] KE Liaoliang, WANG Yuesheng. Size effect on dynamic stability of functionally graded microbeams based on a modified couple stress theory[J]. *Composite Structures*, 2011, 93(2): 342-350.
- [9] LI Y S, PAN E. Static bending and free vibration of a functionally graded piezoelectric microplate based on the modified couple-stress theory [J]. *International Journal of Engineering Science*, 2015, 97: 40-59.
- [10] ANSAR R I, ASHRAFI M A, HOSSEINZADEH S. Vibration characteristics of piezoelectric microbeams based on the modified couple stress theory[J]. *Shock and Vibration*, 2014: 1-12.
- [11] ZHENG Shijie, CHEN Ming, LI Zongjun, et al. Size-dependent constituent equations of piezoelectric bimorphs[J]. *Composite Structures*, 2016, 150: 1-7.
- [12] KONG Shengli, ZHOU Shenjie, NIE Zhifeng, et al. The size-dependent natural frequency of Bernoulli-Euler micro-beams[J]. *International Journal of Engineering Science*, 2008, 46(5): 427-437.
- 
- (上接第234页)
- [9] SCHMITT M, SCHMIDT K, TIEZE S, et al. Detection of droplets on non-piezoelectric substrates via mode conversion of Lamb waves[J]. *IEEE International Ultrasonics Symposium*, 2010: 298-305.
- [10] WIXFORTH A. Acoustically driven planar microfluidics[J]. *Superlattices and Microstructures*, 2003, 33(5/6): 389-396.
- [11] WIXFORTH A. Acoustically driven microfluidic applications for on-chip laboratories[J]. *IEEE International Frequency Control Symposium Joint*, 2009: 778-783.
- [12] YEO L Y, FRIEND J R. Ultrafast microfluidics using surface acoustic waves [J]. *Biomicrofluidics*, 2009, 3(1): 12002.
- [13] LIANG W, LINDER G. Investigation of droplet by Lamb waves on a non-piezoelectric substrate[J]. *Journal of Applied Physics*, 2013, 114(4): 044501.
- [14] CARIN M. COMSOL Multiphysics model gallery[M]. France: Lorient Cedex, 2009.
- [15] ALGHANE M, CHEN B, FU Y, et al. Experimental and numerical investigation of acoustic streaming excited by using a surface acoustic wave device on a 128° YX-LiNbO<sub>3</sub> substrate[J]. *Journal of Micromechanics & Microengineering*, 2012, 21(1): 015005.
- [16] JANARDAN N, PANCHAGNULA M. Effect of the initial conditions on the onset of motion in sessile drops on tilted plates[J]. *Colloids & Surfaces Physicochemical & Engineering Aspects*, 2014, 456(1): 238-245.
- [17] SHIOKAWA S, MATSUI Y, UEDA T. Liquid streaming and droplet formation caused by leaky rayleigh waves[J]. *Ultrasonics Symposium*, 1989, 89: 643-646.
- [18] PRABHALA B R, PANCHAGNULA M V, VEDANTAM S. Three-dimensional equilibrium shapes of drops on hysteretic surfaces[J]. *Colloid and Polymer Science*, 2013, 291: 279-289.
- [19] JIAO Z J, HUANG X Y, NGUYEN N T. Scattering and attenuation of surface acoustic waves in droplet actuation[J]. *Journal of Physics a Mathematical & Theoretical*, 2008, 41(35): 2329-2342.
- [20] ARZT R M, SALZMANN E, DRANSFELD K. Elastic surface waves in quartz at 316 MHz[J]. *Applied Physics Letters*, 1967, 10(5): 165-167.

# 压电超声辅助研磨抛光技术研究进展

黄卫清, 宁青双, 安大伟, 杨成龙

(广州大学 机械与电气工程学院, 广东 广州 510006)

**摘要:** 研磨抛光是机械加工领域中精密光整加工的重要手段。在传统研磨抛光中,特别是对硬脆性材料进行研磨抛光时,存在高硬度、低断裂韧性和化学性质稳定等特点,对其进行研磨抛光时很难获得理想的加工效率和优越的表面质量等问题。压电超声辅助研磨抛光属于振动研磨技术的一种,它将超声振动磨削技术应用于研磨加工,其高频振动能有效减小研磨力,提高加工效率,可充分发挥硬研磨工艺特点。该文结合压电超声辅助研磨抛光特性和研究方法现状,对国内外超声辅助研磨抛光硬脆材料的发展动态进行了综述与展望。

**关键词:** 压电超声振动; 研磨机理; 硬脆材料; 研究展望

**中图分类号:** TN384 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.021

## Advances in Piezoelectric Ultrasonic Assisted Grinding and Polishing Technology

HUANG Weiqing, NING Qingshuang, AN Dawei, YANG Chenglong

(School of Mechanical and Electrical Engineering, Guangzhou University, Guangzhou 510006, China)

**Abstract:** Grinding and polishing is an important means of precision finishing in the field of machining. In traditional grinding and polishing, especially when grinding and polishing hard and brittle materials, there are characteristics such as high hardness, low fracture toughness and stable chemical properties. It is difficult to obtain ideal processing efficiency and superior surface quality when grinding and polishing. The piezoelectric ultrasonic assisted grinding and polishing is a kind of vibration grinding technology, which applies ultrasonic vibration grinding technology to the machining process. Its high frequency vibration can reduce the grinding force, improve the processing efficiency, and can give full play to the characteristics of hard grinding process effectively. According to the research status of the characteristics and mechanism of ultrasonic assisted grinding and polishing, the development trends of the ultrasonic assisted grinding and polishing of the hardness and brittle materials at home and abroad are reviewed and prospected.

**Key words:** piezoelectric ultrasonic vibration; grinding mechanism; hard and brittle material; research prospect

### 0 引言

表面研磨抛光是机械加工领域中必不可少的重要工序,目的是去除由前工序残留下来的表面微缺陷及表面损伤层,以获得表面平整度高及表面粗糙度极低的工艺要求,工件表面的研磨质量直接影响工件的使用性能和寿命。研磨抛光工艺实现形式简单,由于硬脆性材料具有高硬度、低断裂韧性及化学惰性大等特点,对其进行普通研磨抛光时很难获得理想的加工效率和优越的表面质量等问题<sup>[1-4]</sup>。随着越来越多高性能新材料包括先进陶瓷、单晶硅、蓝宝石等在航空航天、电子信息、国防军工等行业领

域,尤其在精密与超精密加工领域上的应用,传统研磨抛光加工工艺的问题表现更突出,严重制约着这些高性能先进材料的加工效率与表面质量<sup>[5-6]</sup>。

针对普通研磨抛光存在的问题,国内外专家学者相继提出了一些不同原理的研磨抛光硬脆材料方法,常用的有化学机械抛光法<sup>[7]</sup>、激光抛光法<sup>[8]</sup>、磁流变抛光<sup>[5]</sup>及超声复合振动抛光法<sup>[9]</sup>等。化学机械抛光法原理是抛光浆料在晶片与抛光盘间连续流动,利用磨粒与工件表面产生机械化学作用,新抛光浆料补充进来,反应产物随抛光浆料带走,不会对加工件造成物理损伤,可实现材料表面的高平坦化加

收稿日期:2019-10-20

基金项目:国家自然科学基金面上资助项目(51375224)

作者简介:黄卫清(1965-),男,江苏南通人,教授,博士,新世纪百千万人才工程国家级人选,国务院特殊津贴专家,主要从事压电驱动、振动利用技术的研究。通信作者:安大伟(1986-),男,河南南阳人,讲师,博士,主要从事振动利用及超声研磨的研究。

工,但加工过程中材料去除效率低、抛光液浪费严重,且对环境影响较大。激光抛光是利用激光的高温作用使材料表面温度迅速升高熔化,通过控制熔化后材料的流动和冷却速率来实现工件的抛光效果,对环境的污染小,可实现局部抛光,且“激光工具”不会损坏,但激光抛光存在着设备价格和加工成本高,加工过程中的检测技术和精度控制技术要求较高等缺点。磁流变抛光属于柔性抛光法,基本原理是在外加磁场的作用下,磁流变液形成具有一定硬度的粘塑性流体,抛光磨粒通过剪切作用使工件表面产生微裂纹,但其材料去除机理尚无定论。

近年来,随着压电超声技术的发展,压电超声辅助研磨抛光技术在硬脆性材料加工领域中应用日趋广泛<sup>[10-13]</sup>。本文介绍了压电超声辅助研磨抛光的特性,分析了压电超声辅助研磨机理及材料去除机理,综述了国内外采用压电超声辅助研磨抛光硬脆材料的研究进展,为新材料表面的精整和光整加工提供参考。

## 1 压电超声辅助研磨抛光技术

20世纪50年代末首次引入超声振动加工技术,隈部淳一郎教授最早提出在刀具上施加振动并进行工艺试验验证,在20世纪80年代,陶瓷材料的应用越来越广泛,因此,他提出将超声振动应用于传统机加工方式中,形成了超声辅助车削、超声辅助磨削、超声辅助钻削及超声辅助铣削等超声复合加工工艺<sup>[10]</sup>。

近年来,超声振动被逐渐应用到材料表面的研磨抛光工艺,与传统研磨工艺相比,超声研磨更适用于低断裂韧性材料的加工,有效改善了传统机加工工艺性能。压电超声研磨振动系统是超声研磨工艺系统的核心,主要由超声电源、压电超声振子、工具头及研磨平台等组成,工作原理是利用超声波产生的高频振动能,通过压电换能器将高频振荡转换为机械振荡,变幅杆将机械能振荡振幅放大,根据加工振幅需要设计合适的研磨工具将变幅杆连接起来,从而使研磨工具端面或工件产生高频机械振荡<sup>[14-16]</sup>。其中研磨液的超声空化作用可以对研磨头进行动态清洗,提高加工效率,可充分发挥硬研磨工艺特点。

### 1.1 研磨机理

普通研磨时,在研磨压力作用下,颗粒大的磨粒率先嵌入加工表面,整个研磨过程相当于刨削,加工

效率较低,工件表面粗糙度较高。而施加压电超声振动研磨时,由于工件或工具的高频机械振动,不同大小的磨粒迅速得到很大的瞬时速度和加速度,局部产生很高的能量,对工件表面产生铣削效果<sup>[17]</sup>。

当施加超声振动时,由于压电陶瓷的逆压电效应,工具和自由磨粒对工件的高速冲撞,在工具端面的瞬态位移方程为

$$x(t) = A \sin(2\pi ft) \quad (1)$$

式中:  $A$  为工具头振幅;  $f$  为振动频率;  $t$  为振动工作时间。

由式(1)可得工具头端面的瞬态速度方程式和瞬态加速度方程式为

$$v(t) = \dot{x}(t) = 2\pi f A \cos(2\pi ft) \quad (2)$$

$$a(t) = \ddot{x}(t) = -4\pi^2 f^2 A \sin(2\pi ft) \quad (3)$$

此外,超声研磨过程中所产生的能量有一部分是通过研磨颗粒的破碎和研磨液的空化作用来实现的。

### 1.2 材料去除机理

根据压痕断裂力学可知,材料去除方式主要包括脆性断裂和塑性去除两种方式<sup>[18]</sup>,超声振动研磨抛光过程中,主要以脆性断裂去除为主,塑性去除为辅。

工件表面材料的脆性断裂机理为

$$C_r = \zeta_1 [F^{1/2} / (H_w^{1/4} k_c^{1/3})] \quad (4)$$

$$C_L = \zeta_2 (F_g^{3/4} / k_c) \quad (5)$$

$$h_i = \zeta_3 (F_g^{1/2} / H_w) \quad (6)$$

式中:  $C_L$  为横向裂纹;  $C_r$  为纵向裂纹;  $F_g$  为单颗磨粒对工件的压载;  $h_i$  为横向裂纹深度;  $H_w$  为工件材料的硬度;  $k_c$  为断裂强度;  $\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3$  为比例系数。

## 2 压电超声辅助研磨抛光方法的研究现状

随着国内外研究人员的不断探索,逐渐发展出多种不同的超声振动辅助研磨抛光方法。一般根据磨料在工作中的运动方式可分为游离磨料超声研磨和固结磨料超声研磨<sup>[19]</sup>;根据压电振子的振动方式可分为一维压电超声振动研磨和二维压电椭圆超声振动研磨等。

### 2.1 游离磨料超声研磨

游离磨料超声振动研磨技术是在抛光盘和工件表面间加入磨料,在超声振动的作用下通过磨粒的振动与滑擦,对工件进行抛光<sup>[20]</sup>。Suzuki等<sup>[21]</sup>研制了一种新型的超声振动辅助抛光机来加工微型碳

化钨模具,采用游离磨料和微球形聚氨酯抛光头,在恒压下对工件表面横向施加超声振动,经过对碳化钨模具进行抛光试验,得到表面粗糙度可达 7 nm。但由于研磨过程中加入磨粒与工件表面接触不均匀,会导致磨粒浪费和研磨加工精度难以保证等缺点。

## 2.2 固结磨料超声研磨

固着磨料超声研磨技术是将磨粒附着在研磨盘或抛光垫上,较好地解决了传统游离磨料研磨效率低,磨料浪费严重,研磨质量不易控制等缺点<sup>[22]</sup>。张云电等<sup>[23]</sup>将超声技术与固结磨具相结合通过优化声学系统研制了超声微研磨装置,并成功应用于内孔珩磨机上,取得较好的效果。焦峰等<sup>[24]</sup>采用固着磨料对工程陶瓷进行压电超声辅助研磨,研究了磨料粒度、研磨参数和超声振幅等对工程陶瓷表面粗糙度的影响,结果表明,与普通研磨相比,超声辅助研磨获得的表面粗糙度值减小。

## 2.3 一维压电超声振动研磨

一维压电超声振动研磨主要是利用压电振子的纵向振动、扭转振动和弯曲振动,将振动施加给工具或工件。张洪丽等<sup>[25]</sup>对一维超声磨削压电振子的 3 种振动模式分别进行了建模,经过分析表明,施加轴向和切向超声振动表面粗糙度明显优于径向超声振动,且证实了超声振动有助于材料的塑性去除。Xu Wenhui 等<sup>[26]</sup>采用压电超声弯曲振动辅助化学机械抛光技术对蓝宝石基片进行抛光,综合研究了抛光垫、二氧化硅磨粒及抛光液的 pH 值等因素对蓝宝石基片加工的影响,并从运动学和动力学角度研究了弯曲振动对单晶硅磨粒、抛光垫和蓝宝石基体相互作用的影响,结果表明,压电超声振动的作用是影响蓝宝石材料去除率的主要因素。何勍等<sup>[27]</sup>通过改装现有机床,研制出了一种可控转速的行波超声振动研磨抛光装置,实验表明,该装置可完成不同工况下的超声研磨抛光实验。

## 2.4 二维压电超声振动研磨

二维椭圆超声振动研磨是将压电超声椭圆振动附加于工具或加工工件,使工具端面相对于加工工件按椭圆轨迹进行振动,从而实现高频间歇性高频振动磨削。它是由两个或两个以上的单向压电振动模态进行复合形成的,按照复合振动的模式来划分,它大致可以分为弯曲模式、扭转模式及纵-纵、纵-弯、纵-扭等振动模式<sup>[28]</sup>。

梁志强等<sup>[29]</sup>基于压电振子的弯曲和伸缩两种模态下研制了一种垂直型振动的二维超声振动辅助研磨系统,该系统的超声振子由金属弹性体和压电陶瓷粘合而成,研究表明,超声振动研磨工件表面形成椭圆超声振动,有效提高了金刚石砂轮的磨削性能,工件表面粗糙度明显低于普通磨削的粗糙度,表面裂纹减少,延性域去除比例增加。陈涛等<sup>[30]</sup>设计了一种纵-弯复合超声振动椭圆振动装置,对光纤阵列组件进行了研磨抛光,实验表明,超声振动研磨抛光后的光纤端面粗糙度达到 27.58 nm。Kobayashi 等<sup>[31]</sup>通过对抛光垫施加椭圆超声振动,抛光垫上研磨液内的磨粒以极高的加速度冲击工作表面,获得较高的材料去除率和良好的表面质量,与传统研磨抛光法相比,采用椭圆超声研磨抛光的单晶圆片边缘表面粗糙度提高 31.7% 以上。

## 3 压电超声辅助研磨抛光技术的应用

随着生产和科技的发展,不断有高硬度、高性能以及其他优质特性的新材料被开发,并被应用到国民经济的各个领域,而压电超声辅助研磨抛光技术很好地应用于对新材料的加工。

杨卫平等<sup>[32]</sup>研制的一种压电超声椭圆振动-化学机械抛光装置对单晶硅材料开展了超声波振动辅助抛光试验,试验结果表明,在超声波振动辅助加工条件下,材料的去除率和表面质量有较大提高。Yu Tianbiao 等<sup>[33]</sup>采用轴向超声振动辅助加工方法应用于光学元件的抛光,并采用正交实验法对超声加工工艺参数进行优化,同时选取优化的工艺参数进行实验验证,得到工件材料去除率为 1.102 mm/min,表面粗糙度为 2.66 nm,研究表明,超声振动辅助抛光系统在保证抛光表面质量的同时,提高了抛光效率,

肖强等<sup>[34]</sup>对 k9 光学玻璃进行了超声振动研磨抛光,并从理论上分析了材料的去除机理,试验表明,施加频率为 16~25 kHz 的超声振动后,其对光学玻璃去除率比不施加超声振动加工材料提高约 1.5 倍,表面质量更好。Miura Takuya 等<sup>[35]</sup>运用螺旋超声辅助研磨技术对蓝宝石晶片进行光整加工,结果表明,采用螺旋超声辅助研磨技术可降低法向磨削力和切向磨削力,提高表面粗糙度。Zahedi 等<sup>[36]</sup>对氧化铝-氧化锆陶瓷材料进行超声振动表面研磨抛光,研究表明,应用超声波振动研磨能耗可降低约 35%。

## 4 结论

压电超声辅助研磨抛光技术的研究与应用对拓展超声工程的应用领域,发展新材料的研磨抛光工艺具有重要作用。通过对近年来得到迅速发展和应用的压电超声振动研磨抛光技术进行了回顾、分析和总结,仍有一些问题有待进一步探讨和研究:

1) 压电超声振动系统的设计理论和实验研究还需进一步完善。在超声钻孔、超声磨削及超声珩磨应用研究中,一些学者对“局部共振”现象进行了试验和研究,并基于局部共振理论,相继提出了整体谐振设计而非谐振设计理论<sup>[37-40]</sup>,但机理研究尚停留在对实验现象的定性推理上,理论分析尚未形成定论,因此,对基础理论和系统设计参数等理论研究需要进一步加强。

2) 不同硬脆材料的超声振动研磨抛光材料去除机理及处理后表面残余应力等机理仍需研究与优化。随着对具有高性能元件的需求迅速增加,材料抛光表面的质量控制对于保持其在一系列工程应用中的寿命和性能至关重要。因此,针对超声工具振动幅值、磨削深度、工作台进给速度等超声研磨工艺参数对材料中磨削能、抗弯强度和裂纹扩展的影响具有重要意义。

3) 压电超声振动系统的稳定性,在硬脆材料的光整加工中,由于负载变化、工具磨损、换能器发热等因素,会导致超声系统阻抗特性发生变化,造成系统谐振频率漂移和工具振幅衰减,进而影响到研磨精度、研磨效率和研磨过程稳定性。不同加工参数对平面度和表面粗糙度等抛光效果的影响、建立完善的理论模型、最优加工参数的确定和工艺、设备和抛光液的研究等日益成为今后的研究内容。

### 参考文献:

- [1] 袁巨龙,张飞虎,戴一帆,等.超精密加工领域科学技术发展研究[J].机械工程学报,2010(15):161-177.  
YUAN Julong,ZHANG Feihu,DAI Yifan,et al. Development research of science and technologies in ultra-precision machining field[J]. Journal of Mechanical Engineering,2010 (15):161-177.
- [2] XUE J X,AN L L,SUN Q P. Grinding technology for engineering ceramics-a review[J]. Advanced Materials Research, 2013,764:31-36.
- [3] BREHL D E, DOW T A. Review of vibration-assisted machining[J]. Precision Engineering, 2008, 32(3): 153-172.
- [4] 罗求发,陆静,徐西鹏.蓝宝石基片超精密抛光技术研究进展[J].超硬材料工程,2017,29(1):47-51.  
LUO Qiufa, LU Jing, XU Xipeng. Research progress on ultra-precision polishing technology for sapphire substrate[J]. Superhard Material Engineering,2017,29 (1):47-51.
- [5] 陈刚,肖强.单晶蓝宝石基片抛光工艺研究进展[J].工具技术,2018,52(3):3-9.  
CHEN Gang,XIAO Qiang. Progress research in polishing process of single crystal sapphire substrate[J]. Tool Technology, 2018,52(3):3-9.
- [6] 朱永伟,李信路,王占奎,等.光学硬脆材料固结磨料研磨中的亚表面损伤预测[J].光学精密工程,2017,25(2):367-374.  
ZHU Yongwei, LI Xinlu, WANG Zhankui, et al. Sub-surface damage prediction for optical hard-brittle materials in fixed abrasive lapping[J]. Optics and Precision Engineering,2017,25(2):367-374.
- [7] XU Y,LU J,XU X,et al. Study on high efficient sapphire wafer processing by coupling SG-mechanical polishing and GLA-CMP[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 2018, 130: 12-19.
- [8] 戴伟,郑志镇,李建军,等.金属材料表面的激光抛光研究进展[J].激光与光电子学进展,2015,52(11):110001.  
DAI Wei,ZHENG Zhizhen,LI Jianjun,et al. Research progress of laser polishing on the metal surface[J]. Laser & Optoelectronics Progress,2015,52(11):110001.
- [9] 梁志强,王西彬,吴勇波,等.超声振动辅助磨削技术的现状与新进展[J].兵工学报,2010(11):1530-1535.  
LIANG Zhiqiang, WANG Xibin, WU Yongbo, et al. Status and new progress of ultrasonic vibration assisted grinding technology[J]. Journal of Military Engineering, 2010(11):1530-1535.
- [10] 潘松,黄卫清,王寅,等.基于压电作动器的直线电机及其高效驱动[J].光学精密工程,2011,19(10):2464-2471.  
PAN Song,HUANG Weiqing,WANG Yin,et al. High efficiency driving of linear motor based on piezoelectric actuator[J]. Optics and Precision Engineering, 2011, 19(10):2464-2471.
- [11] WANG Y, HUANG W Q. Linear ultrasonic motor using longitudinal vibration[J]. Transactions of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics,

- 2012,29(1): 40-45.
- [12] XU W X,ZHANG L C. Ultrasonic vibration-assisted machining: principle, design and application[J]. *Advances in Manufacturing*, 2015,3(3):173-192.
- [13] AN D,YANG M,ZHUANG X, et al. Dual traveling wave rotary ultrasonic motor with single active vibrator[J]. *Appl Phys Lett*,2017,110(14):143507.
- [14] 隈部淳一郎. 精密加工-振动切削基础与应用[M]. 北京:机械工业出版社,1985.
- [15] PARK K H,KIM K T,HONG Y H, et al. Study on effect of ultrasonic vibration in machining of alumina ceramic[J]. *Key Engineering Materials*, 2012, 516: 311-316.
- [16] DAMBATTA Y S,SARHAN A A D,SAYUTI M, et al. Ultrasonic assisted grinding of advanced materials for biomedical and aerospace applications—A review [J]. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*,2017,92(9/12):3825-3858.
- [17] 赵明利, 赵波, 高国富. 超精密研抛及超声波研抛技术分析[J]. *现代机械*, 2006(6):50-53.  
ZHAO Mingli,ZHAO Bo,GAO Guofu. Analysis of ultra-precise lapping-polishing & ultrasonic Lapping-polishing[J]. *Modern Mechanical*, 2006(6):50-53.
- [18] 崔晓旭, 李敏, 李大琪. 超声振动研磨-抛光法去除激光陀螺腔体深小孔孔壁缺陷技术研究[J]. *航空科学技术*,2014 ,25(2):73-78.  
CUI Xiaoxu,LI Min,LI Daqi. Study on eliminating disfigurement of small-deep holes of the ring laser gyro by grinding with ultrasonic vibration and polishing[J]. *Aeronautical Science & Technology*,2014, 25(2): 73-78.
- [19] 马付建. 超声辅助加工系统研发及其在复合材料加工中的应用[D]. 大连:大连理工大学, 2013.
- [20] 张昌娟,刘传绍,赵波. 超声研磨声学系统振动特性与试验研究[J]. *工具技术*,2004(12):25-28.  
ZHANG Changjuan,LIU Chuanshao,ZHAO Bo. Vibration and acoustics system of ultrasonic grinding experimental study [J]. *Journal of Tool Technology*, 2004 (12):25-28.
- [21] SUZUKI H,MORIWAKI T, OKINOT, et al. Development of ultrasonic vibration assisted polishing machine for micro aspheric die and mold[J]. *CIRP annals*, 2006, 55(1): 385-388.
- [22] 刘斌. 基于等效阻抗的固结磨料超声研磨基础工艺研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2017.
- [23] 张云电. 超声微研磨装置的研制[J]. *应用声学*,2002, 21(6):40-42.
- ZHANG Yundian. Development of ultrasonic fine lapping device[J]. *Journal of Applied Acoustics*,2002,21(6):40-42.
- [24] 焦锋. 工程陶瓷超声辅助固着磨料高效研磨机理及试验研究[D]. 上海:上海交通大学, 2008.
- [25] 张洪丽. 超声振动辅助磨削技术及机理的研究[D]. 济南:山东大学,2007.
- [26] XU W,LU X,PAN G, et al. Ultrasonic flexural vibration assisted chemical mechanical polishing for sapphire substrate[J]. *Applied Surface Science*,2010,256(12):3936-3940.
- [27] 何勃,郑美超. 硅片边缘超声振动抛光实验装置的研究[J]. *机械设计与制造*,2015(2):126-128.  
HE Qing,ZHENG Meichao. Study on the experimental apparatus of ultrasonic vibration polishing for wafer edge[J]. *Machinery Design & Manufacture*,2015(2):126-128.
- [28] ZHAO Q, SUN Z, GUO B. Material removal mechanism in ultrasonic vibration assisted polishing of micro cylindrical surface on SiC[J]. *International Journal of Machine Tools & Manufacture*,2016, 103:28-39.
- [29] LIANG Z,WU Y B, WANGX B, et al. A two-dimensional ultrasonically assisted grinding technique for high efficiency machining of sapphire substrate [J]. *Materials Science Forum*,2009,626/627:35-40.
- [30] 陈涛,刘德福,严日明,等. 纵弯复合型超声椭圆振动辅助抛光光纤阵列系统设计[J]. *振动与冲击*,2017, 36(24):242-249.  
CHEN Tao, LIU Defu, YAN Riming, et al. Design of longitudinal bending compound mode ultrasonic elliptical vibration-assisted fiber array polishing system [J]. *Journal of Vibration and Shock*, 2017, 36(24): 242-249.
- [31] KOBAYASHI N,WU Y, NOMURA M, et al. Precision treatment of silicon wafer edge utilizing ultrasonically assisted polishing technique[J]. *Journal of Materials Processing Technology*,2008,201(1/3):531-535.
- [32] 杨卫平, 徐家文, 吴勇波. 超声椭圆振动-化学机械复合抛光硅片实验研究[J]. *东南大学学报*,2008,38(5): 912-917.  
YANG Weiping, XU Jiawen, WU Yongbo. Experimental investigation of silicon wafer hybrid polishing by UEV-CMP[J]. *Journal of Southeast University*, 2008,38(5):912-917.

文章编号:1004-2474(2020)02-0245-03

# 溴化铈晶体的阴阳离子共掺生长方法研究

武欢,李海林,何晔,王瑞,刘建军,王佳,丁雨懂

(中国电子科技集团公司第二十六研究所,重庆 400060)

**摘要:**采用阴阳离子共掺法提高了溴化铈晶体质量。研究表明,通过掺杂  $F^-$  能有效消除晶体开裂、潮解等缺陷,同时掺杂  $Sr^{2+}$  能提高晶体的光学线性输出及能量分辨率。采用改进的坩埚下降法进行晶体生长,掺杂摩尔分数为  $x(CeBr_3)=98\%$ ,  $x(SrBr_2)=2\%$ ,  $x(CeF_3)=10\%$  时,生长出  $\varnothing 45\text{ mm}\times 90\text{ mm}$  的溴化铈晶体毛坯,切割成的器件经  $^{137}\text{Cs}$  放射源  $662\text{ keV}$   $\gamma$  线作用下能量分辨率可达  $4.0\%$ 。

**关键词:**溴化铈;阴阳离子共掺;潮解;闪烁晶体;坩埚下降法

**中图分类号:** TN384 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.022

## Study on the Growth Method of $CeBr_3$ Crystal by Anionic and Cationic Co-doping

WU Huan, LI Hailin, HE Ye, WANG Rui, LIU Jianjun, WANG Jia, DING Yuchong

(The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China)

**Abstract:** The quality of cerium bromide ( $CeBr_3$ ) crystal was improved by using the anionic and cationic co-doped method. The results show that the defects such as cracking and fluidization can be effectively eliminated by doping  $F^-$ , and the optical linear output and the energy resolution of the crystal can be improved by doping  $Sr^{2+}$  at the same time. The crystal blank of cerium bromide with  $\varnothing 45\text{ mm}\times 90\text{ mm}$  was grown by Bridgman method, and the doping ratio was  $98\% CeBr_3$ ,  $2\% SrBr_2$ ,  $10\% CeF_3$ . The energy resolution of the cut device is  $4.0\%$  under the action of  $662\text{ keV}$  gamma ray of  $^{137}\text{Cs}$  radiation source.

**Key words:** cerium bromide; cationic and anionic co-doping; deliquescence; scintillation crystal; bridgman method

### 0 引言

闪烁晶体能将高能粒子的动能转化为光能,可用于 X 线、 $\gamma$  线、中子及其他高能粒子的探测。现有的碘化铯、碘化钠、锗酸铋、硅酸钇镧等闪烁晶体材料及塑料闪烁体已无法满足高端装备的应用需求,尤其是无法满足在光产额、能量分辨率、时间分辨率等关键性能指标上的要求。同时,深地矿产资源探测设备需对矿产样本进行能谱探测分析,以精确判断矿物的种类与含量。由于不同矿产的伴生同位素很复杂,所以深地矿产资源探测设备需要配备高能量分辨率闪烁晶体,其兼具高光输出、快时间响应及好的时间分辨等特性,溴化铈晶体可满足上述需求,同时它还兼具低本底的优势,是一种在低强度伽马测量和时间测量上很有前途的闪烁晶体<sup>[1-2]</sup>。目前国内外

主要采用坩埚下降法进行晶体生长,但由于晶体本身易潮解,且晶体各向异性严重,坩埚下降法在生长过程中也会产生应力。因此,溴化铈晶体的成品率低,尤其是大尺寸晶体器件,价格极高。我们前期尝试实验生长了  $\varnothing 45\text{ mm}\times 45\text{ mm}$  的溴化铈晶体,生长出的晶体存在较多开裂缺陷,且加工时由于晶体尺寸较大,加工时间长,晶体潮解严重。因此,我们开展了研究以解决晶体开裂及潮解性问题的工作。

### 1 离子掺杂

据文献[3]报道,通过掺杂  $F^-$  能改善与溴化铈同结构的溴化镧晶体的潮解性,实验中发现,掺杂  $F^-$  能改善晶体的潮解性能,将摩尔浓度  $10\%$  的  $F^-$  掺入原料进行生长,生长出了无明显开裂缺陷的  $\varnothing 45\text{ mm}\times 90\text{ mm}$  溴化铈晶体,如图 1 所示。

收稿日期:2019-08-01

基金项目:2016 年工信部工业强基工程基金资助项目(TC160A310-17)

作者简介:武欢(1987-),男,湖北襄阳人,工程师,硕士,主要从事单晶生长设备的设计制造及单晶生长工艺的研究。

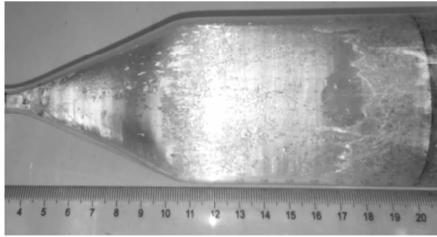


图1  $\varnothing 45\text{ mm} \times 90\text{ mm}$  的溴化铈晶体毛坯

将此晶体与未掺杂  $\text{F}^-$  的晶体切成厚 5 mm 的薄片(见图 2),对比图 2(a)、(b)发现,在湿度 20% 环境下暴露 3 min,未掺杂的晶体出现明显的潮解发黄(见图 2(a))。

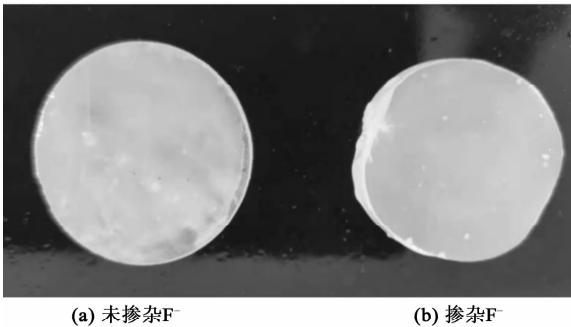


图2 溴化铈晶体切片

将此晶体加工为  $\varnothing 45\text{ mm} \times 45\text{ mm}$  器件时发现,在  $^{137}\text{Cs}$  放射源 662 keV 条件下,晶体的能量分辨率只有 7%,低于文献[4]报道的溴化铈能量分辨率。经实验分析其原因是:

1) 因为  $\text{F}^-$  与石英坩埚壁发生反应(见图 3),导致石英坩埚中的  $\text{Si}^{4+}$  进入原料中,在生长过程中形成包裹体。

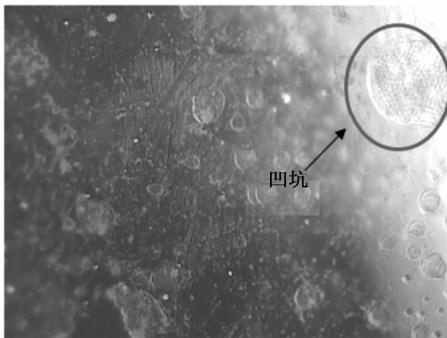


图3 石英坩埚内壁(放大 100 倍)

2) 因为用  $\text{F}^-$  取代  $\text{Br}^-$ ,  $\text{F}^-$  使晶格发生改变,产生了微观缺陷。

为了提高  $\text{F}^-$  掺杂溴化铈晶体的能量分辨率,我们将石英坩埚内嵌套 1 根石墨坩埚,使石英与原料之间形成一隔离层,阻止  $\text{F}^-$  对坩埚的腐蚀作用,同时石墨坩埚中的碳也能与原料中多余氧反应,有利

于晶体的生长。另外,根据文献[5]发现,溴化铈晶体通过掺杂  $\text{Sr}^{2+}$ 、 $\text{Ca}^{2+}$ 、 $\text{Li}^+$  等离子可提高晶体的光学线性输出及能量分辨率。文献[6]报道,掺杂  $\text{Sr}^{2+}$ 、 $\text{Hf}^{4+}$  有利于大尺寸溴化铈晶体的生长。经过大量实验发现,  $\text{Sr}^{2+}$  对晶体闪烁性能提高最明显,在  $^{137}\text{Cs}$  放射源 662 keV 条件下,测得能量分辨率为 4%,如图 4 所示。

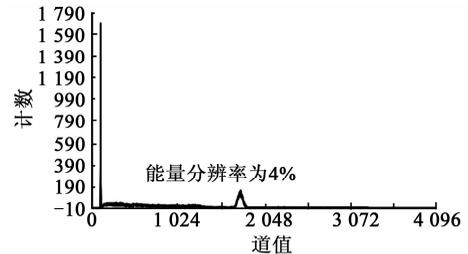


图4  $\text{CeBr}_3$  掺  $\text{Sr}^{2+}$ 、 $\text{F}^-$  器件能谱图

## 2 晶体生长

采用改进后的坩埚下降法进行晶体生长,当  $x(\text{CeBr}_3) = 98\%$ ,  $x(\text{SrBr}_2) = 2\%$ ,  $x(\text{CeF}_3) = 10\%$  时,在装料中,先将石墨坩埚封入石英管中,再在充高纯氮气的手套箱内均匀混合后,将原料放入坩埚内,最后用氢氧焰将石英坩埚的管口熔化封住。将封装好的石英管装入 3 段控温下降炉中进行生长,在上温区设计了一定的温度梯度,这样有助于熔体对流,便于离子扩散,在梯度区选取合适的梯度。在下温区将梯度控制在  $1\text{ }^\circ\text{C}$  内,有利于晶体退火,生长开始前时上温区炉温以  $100\text{ }^\circ\text{C}/\text{h}$  升至  $700\text{ }^\circ\text{C}$ ,中温区以速率  $100\text{ }^\circ\text{C}/\text{h}$  升至  $800\text{ }^\circ\text{C}$ ,下温区炉温以  $100\text{ }^\circ\text{C}/\text{h}$  升至  $300\text{ }^\circ\text{C}$ 。化料完成后,保温 24 h。采用  $0.45\text{ mm}/\text{d}$  的下降速率进行生长,生长结束后,采用  $20\text{ }^\circ\text{C}/\text{h}$  的速率降至室温,最后取出石英坩埚。

## 3 结束语

溴化铈属于六方晶系结构,  $\text{Br}^-$  沿  $c$  方向层层叠加,  $\text{Ce}^{3+}$  与相邻 9 个  $\text{Br}^-$  存在两种  $\text{Ce}-\text{Br}$  键长,形成三棱柱体结构,如果  $\text{Ce}-\text{Br}$  键断裂,自动产成棱柱面,其结构预示着  $\text{CeBr}_3$  晶体有强烈滑动解理倾向[4]。而  $\text{F}^-$  半径小于  $\text{Br}^-$ ,  $\text{Ce}-\text{F}$  键结合力大于  $\text{Ce}-\text{Br}$  键,这种结构可有效阻止晶面滑移,同时由于  $\text{Sr}^{2+}$  的引入产生了  $\text{Br}^-$  空位,而空位的增加则导致  $\text{Ce}^{3+}$  在晶格中位置发生改变,产生晶格弛豫,使晶体闪烁性能提高。因此,同时掺杂  $\text{Sr}^{2+}$ 、 $\text{F}^-$  生长出的  $\varnothing 45\text{ mm} \times 90\text{ mm}$  溴化铈晶体质量较好,且器件的能量分辨率达到 4%。

## 参考文献:

- [1] 任国浩. 无机闪烁晶体的发展趋势[J]. 人工晶体学报, 2012, 41(增2):184-188.  
REN Guohao. Development trend of inorganic scintillation crystals[J]. Journal of Synthetic Crystals, 2012, 41 (Suppl. 2):184-188.
- [2] 赵景泰, 王红, 金滕滕, 等. 闪烁晶体材料的研究进展[J]. 中国材料进展, 2010, 29(10):40-49.  
ZHAO Jingtai, WANG Hong, JIN Tengting, et al. Research development of inorganic scintillation crystals[J]. Materials China, 2010, 29(10): 40-49.
- [3] 桂强, 张春生, 邹本飞, 等. 溴(氟)化镧(铈)晶体生长与性能研究[J]. 人工晶体学报, 2013, 42(4): 639-642.  
GUI Qiang, ZHANG Chunsheng, ZOU Benfei, et al. Growth and scintillation properties of CeF<sub>3</sub>-doped La-Br<sub>3</sub> crystals[J]. Journal of Synthetic Crystals, 2013, 42 (4):639-642.
- [4] 桂强, 张春生, 邹本飞, 等. 溴化铈晶体的生长与性能研究[J]. 人工晶体学报, 2016, 45(1):70-72.  
GUI Qiang, ZHANG Chunsheng, ZOU Benfei, et al. Growth and properties of CeBr<sub>3</sub> crystals[J]. Journal of Synthetic Crystals, 2016, 45(1):70-72.
- [5] ALEKHIN S, DE HAAS J T M, KHODYUK I V, et al. Improvement of  $\gamma$ -ray energy resolution of LaBr<sub>3</sub>:Ce<sup>3+</sup> scintillation detectors by Sr<sup>2+</sup> and Ca<sup>2+</sup> co-doping[J]. Applied Physics Letters, 2002, 31(3): 291-297.
- [6] 方声浩, 叶宁, 苏伟平, 等. 多离子掺杂大尺寸溴化镧单晶闪烁及其制备方法: 中国 201510511398[P]. 2015-08-19.
- (上接第244页)
- [33] YU T, ZHANG T, YU X, et al. Study on optimization of ultrasonic-vibration-assisted polishing process parameters[J]. Measurement, 2019, 135:651-660.
- [34] 肖强, 李言, 李淑娟. 超声复合研磨光学玻璃机理及表面特征[J]. 宇航材料工艺, 2011, 41(4): 89-90.  
XIAO Qiang, LI Yan, LI Shujuan. Machining mechanism and influence of ultrasonic lapping on surface characteristic of optical glass[J]. Aerospace Materials & Technology, 2011, 41(4):89-90.
- [35] MIURA T, WU Yongbo, FUJIMOTO M, et al. 2205 grinding performance of spiral ultrasonic assisted grinding for monocrystal sapphire using vitrified diamond wheel[C]//Japan: Proceedings of International Conference on Leading Edge Manufacturing in 21st Century: LEM21 2015. 8. The Japan Society of Mechanical Engineers, 2015:2205-1-2205-4.
- [36] ZAHEDI A, TAWAKOLI T, AKBARI J. Energy aspects and workpiece surface characteristics in ultrasonic-assisted cylindrical grinding of alumina-zirconia ceramics[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 2015, 90:16-28.
- [37] 郑建新, 刘传绍, 赵波, 等. 超声振动钻削中局部共振现象的研究与应用[J]. 工具技术, 2003(2):5-8.  
ZHENG Jianxin, LIU Chuanshao, ZHAO Bo, et al. Research and application of local resonance phenomenon in ultrasonic vibration drilling[J]. Chinese Tool Engineering, 2003(2):5-8.
- [38] 郭俊杰, 黄卫清, 李志荣. 一种新型的超声波/声波钻探器[J]. 压电与声光, 2008, 30(5):579-581.  
GUO Junjie, HUANG Weiqing, LI Zhirong. A new ultrasonic/sonic drilling device [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2008, 30(5):579-581.
- [39] 张园, 康仁科, 刘津廷, 等. 超声振动辅助钻削技术综述[J]. 机械工程学报, 2017, 53(19):33-44.  
ZHANG Yuan, KANG Renke, LIU Jinting, et al. Review of ultrasonic vibration assisted drilling technology [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2017, 53(19): 33-44.
- [40] 赵波, 别文博, 王晓博, 等. 基于局部共振理论的超声加工技术研究进展[J]. 航空制造技术, 2018, 61(21): 40-46.  
ZHAO Bo, BIE Wenbo, WANG Xiaobo, et al. Development of ultrasonic-assisted machining based on local resonance [J]. Aviation Manufacturing Technology, 2018, 61(21):40-46.

# 一种基于介电弹性体阵列的能量转换装置

任贯华, 陈洁, 崔春华, 赵丰刚, 李宝权

(新疆大学 电气工程学院, 新疆 乌鲁木齐 830047)

**摘要:**设计了一种基于介电弹性体阵列的风力能量转化装置, 装置包括风车、曲轴、介电弹性体薄膜、外壳、轴承、夹具、电刷、高压发生器、电缆等。其中, 风车的转轴与曲柄连杆的主轴颈连接, 连杆轴颈上安装轴承, 轴承外侧 180°对向设置固定介电弹性体的夹具; 介电弹性体另一侧同样使用夹具固定在外壳内表面, 设置多段连杆轴颈, 始终处于相同拉伸状态的介电弹性体发电单元并联组成一组发电阵列, 提高单次发电量。本装置基于单个介电弹性体组成介电弹性体阵列, 在 1 个周期内依次进行电能的转化。实验结果表明, 在材料应变量达 230%, 充电电压为 925 V 时, 单个周期内的发电量可达到 17.06 mJ, 为介电弹性体阵列大规模发电的应用提供参考。

**关键词:**介电弹性体; 阵列; 微型发电机; 材料发电; 能量转换

**中图分类号:** TN384 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.023

## An Energy Conversion Device Based on Dielectric Elastomer Array

REN Guanhua, CHEN Jie, CUI Chunhua, ZHAO Fenggang, LI Baoquan

(School of Electrical Engineering, Xinjiang University, Urumqi 830047, China)

**Abstract:** A wind energy conversion device based on a dielectric elastomer array is designed, which includes a windmill, a crankshaft, a dielectric elastomer film, a casing, a bearing, a clamp, a brush, a high voltage generator, a cable, and the like. Among them, the rotating shaft of the windmill is connected with the main journal of the crank connecting rod, the bearing is mounted on the connecting rod journal, the fixture for fixing the dielectric elastic body is located 180° opposite to the outer side of the bearing, and the other side of the dielectric elastic body is also fixed in the outer casing by using the clamp. On the surface, a plurality of connecting rod journals are arranged, and dielectric elastomer power generating units which are always in the same tensile state are connected in parallel to form a group of power generating arrays, so as to increase the single power generation capacity. The device is based on a single dielectric elastomer to form a dielectric elastomer array, which sequentially converts electrical energy in one cycle. The experimental results show that the power generation in a single cycle can reach 17.06 mJ when the material strain reaches 230% and the charging voltage is 925 V. It provides a reference for the application of large-scale power generation of dielectric elastomer arrays.

**Key words:** dielectric elastomer; array; micro-generator; material power generation; energy conversion

## 0 引言

本文设计了一种利用介电弹性体发电单元组成阵列的能量转换新型电机。介电弹性体作为电活性聚合物的一种, 其工作模式有驱动器模式和发电机工作模式, 这两个模式正好是相逆过程: 当介电弹性体工作在驱动器方式时, 将电能转换为机械能; 当其工作在发电模式时, 将机械能转换为电能。介电弹性体具有高能量密度及很高的换能率, 能量密度可

达到 3.4 J/g, 电能转换率可达 60%~80%, 其材料柔韧性好, 质量小, 价格低, 且材料可靠性高, 可承受反复 400 万次的拉伸而有效发电。材料结构分为 3 层, 中间选用聚丙烯酸作为介电弹性体材料, 上、下两层使用柔性电极材料<sup>[1-3]</sup>。

近年来对介电弹性体的研究发展迅速, 利用介电弹性体的发电特性设计了多种形式的发电装置。与传统电机相比, 介电弹性体发电装置结构简单, 易

收稿日期: 2019-10-20

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51467020); 新疆维吾尔自治区高校科研重点基金资助项目(XJEDU20181005)

作者简介: 任贯华(1995-), 男, 河南洛阳人, 硕士生, 主要从事介电弹性体发电及性能研究。E-mail: 1113091037@qq.com。通信作者: 陈洁, 女, 浙江绍兴人, 教授, 博士, 主要从事智能材料在机电领域中的应用方面的研究。E-mail: xju\_cj@126.com。

安装、维护,但因其装置间未考虑介电弹性单元间的关联性,且未通过整合介电弹性体单元组成阵列提高发电等级,装置内部空间利用率低,在实际应用中受到很大的局限性。

本文针对其他电机设计的局限性,将介电弹性体制成发电单元,用发电单元组成发电阵列,解决国内在介电弹性体集中式,大规模发电领域的空白。此装置重新进行设计,装置利用风吹动叶片转动,通过曲轴传动,同时介电弹性体一边固定在外壳内壁,一边固定在曲轴外的轴承上,当曲轴进行转动时,同时对介电弹性体进行拉伸,介电弹性体进行发电。研究其发电性能,对介电弹性体阵列发电进行可行性的验证。

### 1 介电弹性体发电原理的探究

#### 1.1 介电弹性体等效电容

介电弹性体发电单元的制作中,在介电弹性体表面涂抹柔性电极(DDG-A 型),在发电拉伸收缩过程中,发电单元相当于一个可变的电容,即

$$C = \frac{\epsilon S}{4\pi k d} \quad (1)$$

式中: $\epsilon$  为真空中的介电常数; $d$  为材料厚度; $S$  为其上、下表面积。电容与电荷量的关系为

$$C = \frac{Q}{E \times d} \quad (2)$$

式中: $E$  为上、下表面的电场强度; $Q$  为发电过程中上、下表面积上汇集的电荷量。介电弹性体体积为

$$V = S \times d \quad (3)$$

由于 VHB4910 的泊松比为 4.9,故可将 VHB4910 材料看作为不可压缩材料,即  $V$  不变<sup>[4-6]</sup>。由式(1)、(3)可得  $C$  与  $d$  的关系:

$$C = \frac{\epsilon V}{4\pi k d^2} \quad (4)$$

式中  $k$  为静电力常量。

由式(2)、(4)可得:

$$E = \frac{Q \times 4\pi k d}{\epsilon V} \quad (5)$$

首先对材料进行拉伸,其上、下表面积增大(见图 1 中过程 I);对其进行高压补充电荷,此时  $Q$  增大, $d$  减小,(见图 1 中过程 II);断开直流高压电源,释放拉力,材料受应力收缩, $d$  增大, $E$  增大,(见图 1 中过程 III)。此时材料应力克服电场力做功,外界对电能进行收集,当材料收缩应力与电场力平衡时,材料恢复到原始状态,放电完成,准备进入下一个发电

周期,(见图 1 中过程 IV)。

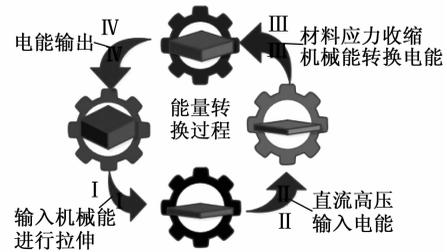


图 1 介电弹性体发电微观变化

#### 1.2 介电弹性体发电量的换算

在介电弹性体发电的整个过程中,材料往复伸缩进行充、放电。当介电弹性体被拉伸充电后,由于体积不变, $S$  变大, $d$  减小,在上、下表面上施加高压直流进行充电,相当于对电容进行充电,充电完成后材料的收缩应力克服静电力做功,电荷聚集对外进行放电,相当于电容放电过程,电容为

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_c S}{d} \quad (6)$$

式中: $\epsilon_0$  为真空中介电常数; $\epsilon_c = 4.7$  为材料绝缘常数。

材料受垂直于上、下表面方向上的应力为

$$f = \epsilon_0 \epsilon_c E^2 = \epsilon_0 \epsilon_c \left(\frac{U}{d}\right)^2 \quad (7)$$

将式(3)代入式(6)可得

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_c S^2}{V} \quad (8)$$

由于上、下表面的电势差:

$$U = \frac{Q}{C} \quad (9)$$

将式(8)代入式(9)可得

$$U = \frac{QV}{\epsilon_0 \epsilon_c S^2} \quad (10)$$

即当  $Q$ 、 $V$ 、 $\epsilon_0$ 、 $\epsilon_c$  不变的情况下,通过材料应力使材料收缩, $S$  减小,则电势升高,即应力克服电势能做功,电势能升高<sup>[7]</sup>。电势能为

$$W = \frac{1}{2} C U^2 \quad (11)$$

在图 1 过程 III~过程 IV 中进行电能的释放,即 1 个循环下的发电量为

$$|\Delta W| = \frac{C_4 U_4^2 - C_3 U_3^2}{2} \quad (12)$$

式中: $U_3$ 、 $U_4$  分别为发电单元克服电场力做功前、后的电压值; $C_3$ 、 $C_4$  分别为其对应电压下的相对电容。

### 1.3 介电弹性体并联的可行性

在发电过程中,可间接认为介电弹性体是1个电容,由于介电弹性体发电量小,若想进一步探究其实用性,必须提高其发电量。电容并联式总电容为

$$C_{\text{总}} = C_A + C_B + \dots + C_N \quad (13)$$

式中  $C_A, C_B, \dots, C_N$  分别为介电弹性体阵列中的发电单元的等效电容,下标 A、B、N 等代表介电弹性体发电单元编号。将式(12)代入式(13)中,则介电弹性体阵列1个周期内发电量为

$$\begin{aligned} |\Delta W_{\text{总}}| = & \frac{C_{A4}U_{A4}^2 - C_{A3}U_{A3}^2}{2} + \\ & \frac{C_{B4}U_{B4}^2 - C_{B3}U_{B3}^2}{2} + \dots + \\ & \frac{C_{N4}U_{N4}^2 - C_{N3}U_{N3}^2}{2} \end{aligned} \quad (14)$$

式中下角标 3、4 分别代表发电单元克服电场力做功前、后的状态。

由式(14)可知,对介电弹性体进行并联可有效提高设备发电量。

## 2 实验平台的设计

### 2.1 机械结构的设计

图2为介电弹性体阵列风力发电装置机械结构示意图。固定在曲轴上的轴承可保证曲轴转动时介电弹性体不会被缠绕,夹具用于固定介电弹性体发电单元。

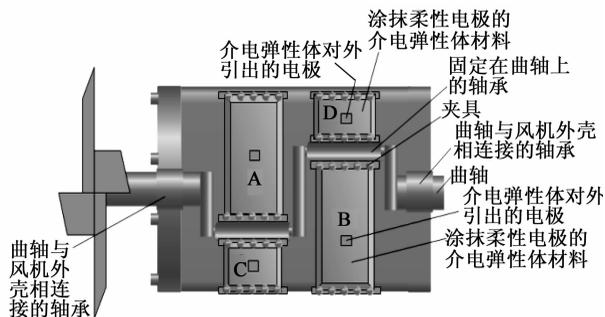


图2 机械结构示意图

曲轴前端为风车,前端风车为曲轴旋转及拉伸介电弹性体提供动力。曲轴中部设置两组曲柄连杆,相位相差  $180^\circ$ ,如介电弹性体 A 与 C, B 与 D。在连杆外套轴承,轴承上安置固定夹具,可将介电弹性体固定在轴承上,固定部件成  $180^\circ$ 角。后期拓展还可将固定部件设置为  $90^\circ$ 角,每个曲柄连杆上设置4个固定部件。设置多组介电弹性体同时工作。在发电机外壳内壁上同时设置固定夹具用于固定介电弹性体,该装置设置了两组曲柄连杆,界定两组中

拉伸状态相同的介电弹性体发电单元组成一个发电阵列,后期可扩展曲柄连杆数量,进而扩展发电阵列所包含的发电单元数量。

当设计的发电机工作(见图2)时,固定发电机基座。当自然风吹动风车,风车转动带动曲轴转动,固定在曲轴轴承及发电机内壁上的介电弹性体被拉伸。由于发电机结构设计的因素,如介电弹性体 A 与 B、C 与 D 运动状态相同,通过风车带动曲轴进行反复拉伸运动,进而带动介电弹性体进行发电<sup>[8]</sup>。

### 2.2 实验电路原理

根据介电弹性体发电原理,当介电弹性体被拉伸后,进行直流高压补充电荷,释放拉力,介电弹性体收缩,电势升高对外电路进行放电。设计电路分为高压激励电路与电能收集检测电路两部分。基本原理如图3所示。开关 S1 控制高压激励电路, S2 控制电能收集电路。介电弹性体各个状态下对应的开关状态如表1所示<sup>[9-10]</sup>。

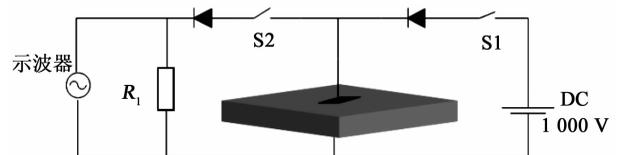


图3 试验电路原理图

表1 实验开关顺序

开关	初始阶段	拉伸阶段	收缩阶段	放电阶段
S1	断开	闭合	断开	断开
S2	断开	断开	断开	闭合

### 2.3 试验装置的选取

机械结构固定后,经计算得到介电弹性体最大拉伸量为  $20\%$ ,主要试验仪器有示波器(TBS 1052B-EDU)、高压发生器及模拟电路实验箱(THM-1型)。介电弹性体选用3M公司的VHB4910丙烯酸橡胶,柔性电极采用长江牌DDG-A型导电膏<sup>[11-13]</sup>,试验平台如图4所示。

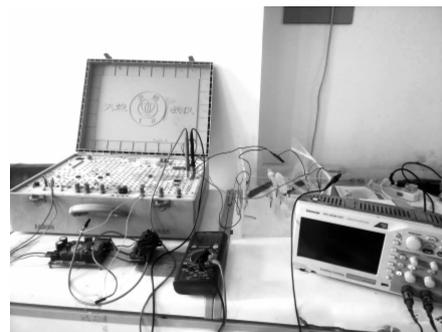


图4 试验平台

## 3 实验结果

装置连接外围设备后进行试验,表2为发电单

元克服电场力做功前、后的相对电容值。表中,  $C_3$ 、 $C_4$  分别为发电单元克服电场力做功前、后的相对电容值。表3为其发电单元在克服电场力做功工前、后的电压值。

表2 发电单元克服电场力做功前、后的相对电容值

发电单元	$C_3/nF$	$C_4/nF$	发电单元	$C_3/nF$	$C_4/nF$
A	2.673	1.045	B	2.734	1.127
C	2.596	1.098	D	2.602	1.059

表3 发电单元克服电场力做功前、后的电压值

发电单元	$U_3/V$	$U_4/V$	发电单元	$U_3/V$	$U_4/V$
A	952	1 892	B	952	1 863
C	952	1 928	D	952	1 894

由式(14)计算出其在1个发电周期过程中A的发电量为4.31 mJ, B的发电量为4.23 mJ, C的发电量为4.33 mJ, D的发电量为4.19 mJ, 阵列A、B的发电量为8.54 mJ, 阵列C、D的发电量为8.52 mJ。经过1个周期, 其装置发电总量为17.06 mJ。

#### 4 结论

1) 通过对介电弹性体阵列发电设备的实际测试, 有效地说明了对介电弹性体发电单元进行并联整合的可行性。

2) 由于制作的介电弹性体发电单元工艺不足, 不能保证介电弹性体材料面积与涂抹柔性电极有效面积等关键因素完全一致, 故无法保证发电单元发电性能完全一致。因此, 在阵列中各单元电压与电容变化差异较大。放电时, 阵列中的发电单元相互补充电荷和对外放电同时进行, 从而造成电能损耗。

3) 对试验装置发电量进行计算可得, 在单个周期中, 两组介电弹性体发电阵列的发电量均为17.06 mJ, 表明其设计的装置合理, 能正常进行发电。

#### 参考文献:

- [1] 陈洁, 李玉麒, 郑国华, 等. 介电型电话活性聚合物应变响应的优化[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2015, 43(10):123-127.  
CHEN Jie, LI Yuqi, ZHENG Guohua, et al. Optimization of strain response of dielectric electroactive polymers[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science), 2015, 43(10): 123-127.
- [2] 鄂世举, 竺振才, 曹建波, 等. 拉伸模式对介电弹性体发电机性能影响的研究[J]. 压电与声光, 2018, 40(4):121-125.  
E Shiju, ZHU Zhencai, CAO Jianbo, et al. Investigation of the effects of tensile mode on the performance of dielectric elastomers generators[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2018, 40(4): 121-125.
- [3] 王彩锋, 高世桥, 刘海鹏, 等. 压电-电磁复合式俘能器设计及能量收集测试[J]. 压电与声光, 2016, 38(6):902-905.  
WANG Caifeng, GAO Shiqiao, LIU Haipeng, et al. Piezoelectric-electromagnetic composite energy harvester design and energy harvesting test[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2016, 38(6): 902-905.
- [4] 陈明, 林桂娟, 宋德朝. 电话活性聚合物微型发电机[J]. 光学精密工程, 2010(11):94-101.  
CHEN Ming, LIN Guijuan, SONG Dechao. Electroactive polymer micro-generator[J]. Editorial Office of Optics and Precision Engineering, 2010(11): 94-101.
- [5] 钟林成, 王永泉, 陈花玲. 基于介电弹性软体材料的能量收集: 现状、趋势与挑战[J]. 中国科学: 技术科学, 2016, 46(10):987-1004.  
ZHONG Lincheng, WANG Yongquan, CHEN Hualing. Energy collection based on dielectric elastic soft materials: status, trends and challenges [J]. Science in China: Technical Sciences, 2016, 46(10): 987-1004.
- [6] 赵丰刚, 陈洁, 郑国华, 等. EAP换能单元发电量的影响因素分析[J]. 压电与声光, 2019, 41(2):134-139.  
ZHAO Fenggang, CHEN Jie, ZHENG Guohua, et al. Analysis of factors affecting power generation of EAP transducer units[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2019, 41(2): 134-139.
- [7] 袁同燕. 介电型EAP发电特性研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2012.
- [8] 龙军, 李茂军. 基于压电片的风力发电装置及其自动迎风研究[J]. 压电与声光, 2017, 39(3):467-471.  
LONG Jun, LI Maojun. Wind power generation device based on piezoelectric pieces and its automatic windward study[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2017, 39(3): 467-471.
- [9] 王化明, 朱剑英, 叶克贝, 等. 介电弹性体线性驱动器研究[J]. 机械工程学报, 2009, 45(7):291-296.
- [10] 金建华. 基于有限元法的介电弹性体发电机机电耦合特性研究[D]. 杭州: 浙江师范大学, 2018.
- [11] CARPI F, BAUER S, ROSSI D D. Perspective materials science: Stretching dielectric elastomer performance[J]. Science, 2010, 330(6012):1759-1761.
- [12] YAO Yongtao, ZHOU Tianyang, WANG Jingjie, et al. 'Two way' shape memory composites based on electroactive polymer and thermoplastic membrane[J]. Composites Part A: Applied Science and Manufacturing, 2016, 90:502-509.
- [13] 林桂娟, 张欣波, 王克胜. 电话活性聚合物发电实验[J]. 厦门理工学院学报, 2013(3):45-49.  
LIN Guijuan, ZHANG Xinbo, WANG Kesheng. Experimental study on electroactive polymer power generation[J]. Journal of Xiamen University of Technology, 2013(3): 45-49.

文章编号:1004-2474(2020)02-0252-07

# 双向驱动的柔顺结构微动平台的设计与测试

罗展鹏,李国平,韩同鹏,杨依领,赖文锋

(宁波大学 机械工程与力学学院,浙江 宁波 315211)

**摘要:**针对微纳操控技术对微动平台提出的大行程、高精度、多自由度和输出位移解耦等要求,设计了一种基于两级放大机构的 $xy$ 两自由度双向驱动微动平台。分析了微动平台的运动及放大原理,建立了微动平台结构的理论模型和有限元模型,并对其进行了测试。平台输出特性测试结果表明,微动平台的放大倍数可达8.5倍,与仿真值误差为6.9%,同时耦合位移控制在0.82%内;平台在150 V三角波信号驱动下, $x$ 方向上正、负向输出位移分别为84.6  $\mu\text{m}$ 、-84.2  $\mu\text{m}$ ;  $y$ 方向上正、负向输出位移分别为85.0  $\mu\text{m}$ 、-84.5  $\mu\text{m}$ 。不同频率下的最大位移只在极小范围内波动,在 $x$ 、 $y$ 方向的正、负向输出具有很高的相似性和稳定性,实现了双向驱动,大行程、高精度的目的。

**关键词:**微动平台;柔顺结构;双向驱动;二自由度;有限元分析

**中图分类号:** TN384 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.024

## Design and Test of Two-way Driven Compliant Structure Micro-motion Stage

LUO Zhanpeng, LI Guoping, HAN Tongpeng, YANG Yiling, LAI Wenfeng

(The Faculty of Mechanical Engineering and Mechanics, Ningbo University, Ningbo 315211, China)

**Abstract:** In response to the requirements of micro-nano manipulating technology for large stroke, high precision, multi-degree of freedom and output displacement decoupling of micro-motion stage, a  $xy$  two-degree-of-freedom two-way driven micro-motion stage based on two-stage amplification mechanism is designed. The motion and amplification principle of the micro-motion stage were analyzed, and the theoretical models and finite element models of the micro-motion stage were established and tested. The test results of the stage output characteristics showed that the magnification of the micro-motion stage can be up to 8.5 times, the error with the simulation value is 6.9%, and the coupling displacement is controlled within 0.82%. The stage was driven by a 150 V triangle wave signal, and the positive and negative output displacements in the  $x$  direction are 84.6  $\mu\text{m}$  and -84.2  $\mu\text{m}$  respectively, and the positive and negative output displacement in the  $y$  direction are 85.0  $\mu\text{m}$  (-84.5  $\mu\text{m}$  respectively). The maximum displacement at different frequencies fluctuates only in a very small range, and the positive/negative outputs in  $x$  and  $y$  directions have high similarity and stability. The targets of two-way driving, large stroke, and high precision have been realized.

**Key words:** micro-motion stage; compliant structure; two-way drive; two degrees of freedom; finite element analysis

### 0 引言

微位移技术作为精密机械和精密仪器的关键技术之一已得到迅速发展,微动平台作为传递位移与力的微位移机构也得到了广泛应用。在精密与超精密机械加工中,微动平台可实现微进给或加工误差的精密补偿;在精密测试中,微动平台可作为承载机构实现精密仪器的微调节或微定位;在微探针扫描成像中,配合微探针、微夹钳使用,可对微结构表面进行精密测量等<sup>[1-2]</sup>。在微动平台技术中,压电陶瓷

致动器由于具有刚度大,响应速度快,分辨率高等优点,被广泛用作驱动元件<sup>[3-4]</sup>。

鉴于压电驱动微动平台的应用较广,国内外很多学者都进行了广泛的研究。如朱吴乐等<sup>[5]</sup>将叶型双平行四边形结构与 Scott-Russell 和半桥机构组成的柔顺放大机构相结合,研制出用于纳米定位的平行两自由度压电驱动的柔顺微动平台,测试结果表明,微动平台的放大倍数为5.2,一、二阶共振频率分别为570 Hz和585 Hz。田延岭等<sup>[6]</sup>采用对称

收稿日期:2019-10-18

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51805276);浙江省自然科学基金资助项目(LQ18E050003)

作者简介:罗展鹏(1994-),男,湖北襄阳人,硕士生,主要从事机电装备设计、机电测试与控制的研究。通信作者:李国平(1967-),湖北武穴人,教授、硕士生导师,主要从事精密非圆加工及机电测试与控制、机电装备设计的研究。

平行四连杆机构与柔性杠杆放大机构相结合,研制出二维微纳米定位平台,其最大位移为  $50\ \mu\text{m}$ ,  $x$ 、 $y$  方向的固有频率分别为  $143\ \text{Hz}$  和  $180\ \text{Hz}$ 。李阳明等<sup>[7]</sup>采用桥式放大机构和复合平行四边形机构设计了  $xy$  完全解耦微动平台,该平台位移放大率为  $5.85$ ,平台工作范围约为  $117\ \mu\text{m} \times 117\ \mu\text{m}$ 。同时,唐辉等<sup>[8]</sup>采用双平行四边形结构和柔性杠杆放大机构相结合,研制出压电驱动的二自由度微动平台,实验测试显示,微动平台的放大率为  $4.2$ , $x$ 、 $y$  方向的最大位移分别为  $119.7\ \mu\text{m} \times 121.4\ \mu\text{m}$ 。秦燕定等利用杠杆机构放大位移,叶型平行四边形机构进行解耦,研制了二自由度微动平台,实验结果显示平台具有超过  $82\ \mu\text{m} \times 82\ \mu\text{m}$  的工作空间,一阶固有频率为  $423\ \text{Hz}$ <sup>[9]</sup>。Choi 等<sup>[10]</sup>基于菱形机构放大原理研制出二自由度微动平台,实验测得微动平台最大位移可达  $124\ \mu\text{m}$ , $x$ 、 $y$  方向固有频率分别为  $350\ \text{Hz}$  和  $377\ \text{Hz}$ 。Elfizy 等<sup>[11]</sup>采用四连杆机构,设计二自由度串联结构微动平台,测试可知其最大位移可达  $80\ \mu\text{m}$ ,一、二阶固有频率分别为  $650\ \text{Hz}$  和  $680\ \text{Hz}$ 。

上述这些柔性结构微动平台能实现一定程度的位移放大,在精密机械和精密仪器运用领域有广泛的应用。但这些常见平台都是压电陶瓷单向驱动,而国内对压电陶瓷双向驱动的微动平台研究较少。李国平等<sup>[12-13]</sup>设计了一种对称布置两个压电陶瓷致动器,利用杠杆机构进行位移放大的伺服刀架,刀架的位移放大比为  $1.65$ ,一节固有频率为  $871.86\ \text{Hz}$ 。刘雪瑞等<sup>[14-15]</sup>基于三角放大原理,改进设计了以柔性铰链为传动结构的菱形微位移放大机构,实现了机构的双向主动驱动,放大倍数为  $2.4$ ,同时在此基础上设计了二维压电微动平台,平台在  $x$ 、 $y$  方向上行程分别为  $41.6\ \mu\text{m}$  和  $42.9\ \mu\text{m}$ 。

本文设计了一种基于压电双向驱动的二维微动平台。两组压电陶瓷驱动器分别对称放置在平台输入端,给平台的进给和回复提供驱动力。利用 Scott-Russell 机构和杠杆机构实现位移两级放大,平行四边形机构实现平台输出解耦。该文重点分析了平台的放大率、刚度、一阶固有频率等静态特性,通过 ANSYS 软件对平台进行了仿真分析,并搭建实验测试系统,且对平台的静、动态特性进行测试。

## 1 微动平台结构设计

为了提高微动平台的响应速度和放大倍数,本文设计的基于双压电对称驱动的微动平台,其总体结构如图 1 所示。图中,PSA1~4 为压电致动器。

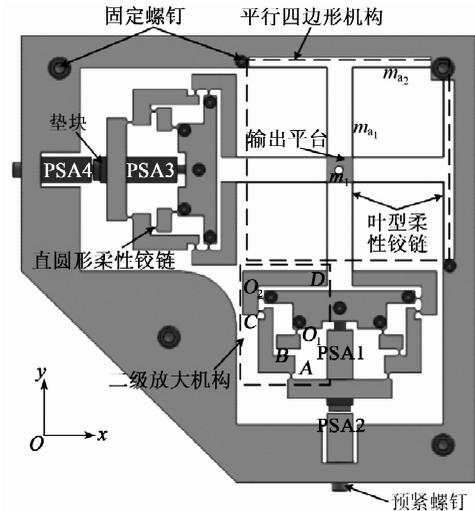


图1 微动平台结构设计

由图 1 可知,该微动平台由两组直圆柔性铰链制成的二级放大机构、叶型柔性铰链制成的平行四边形机构、输出平台、压电致动器 (PZT 150/7/10 VS12) 及其输出调整机构组成。压电致动器输出调整机构由垫块、预紧螺钉和固定螺钉构成。平台在  $x$ 、 $y$  方向均设有两组二级放大机构,使平台在  $x$ 、 $y$  方向上均能独立输入。通过二级放大机构对压电致动器的输出位移进行放大,可实现微动平台的较大位移输出。同时,平行四边形机构保证微动平台平动输出,消除  $x$ 、 $y$  方向运动时的位移耦合。

微动平台  $y$  方向的运动原理如下: Scott-Russell 机构将 PSA1 沿  $y$  方向的输入位移 ( $A$  处) 正交传递到沿  $x$  方向 ( $C$  处),同时实现一级放大;再通过杠杆  $CO_2D$  结构将位移传递到  $D$  处,实现位移的二级放大;最后,通过平行四边形机构连接输出平台,确保输出平台平动输出和位移解耦。同理,输出平台回复则由 PSA2 提供回复力。

$x$ 、 $y$  方向的运动原理相同,PSA3 的输出位移经过 Scott-Russell 机构放大后传递到杠杆机构,实现位移的二级放大;最后,通过平行四边形机构连接输出平台,确保输出平台平动输出和位移解耦。同理,输出平台回复则由 PSA4 提供回复力。

按照二自由度、双向驱动、较大输出位移的设计目标,通过多次优化设计,确定了微动平台内各直圆型柔性铰链半径、叶型柔性铰链的厚度和长度,以及各连杆的长度和倾斜角度等结构参数。表 1 为各参数的尺寸。图 2 为  $y$  方向运动示意图。表 1 中,  $l_1 \sim l_4$ 、 $\alpha$ 、 $\beta$  和  $\gamma$  分别为图 2 中对应各连杆的长度和倾斜角度,  $l_{a_1}$ 、 $l_{a_2}$  和  $t_1$ 、 $t_2$  分别为图 2 中叶型铰链  $a_1$ 、 $a_2$  的长度和厚度,  $r_A \sim r_C$ 、 $r_{O_1}$ 、 $r_{O_2}$  和  $t_A \sim t_C$ 、 $t_{O_1}$ 、 $t_{O_2}$  分别为对应各直圆型铰链的半径和厚度。图 2 中,

$F_i, u_i$ 分别为微动平台的输入力和输入位移,  $F_o, u_o$ 分别为微动平台的输出力和输出位移。

表1 微动平台结构尺寸

符号	数值	符号	数值
$l_1/\text{mm}$	33	$t_A \sim t_C/\text{mm}$	0.4
$l_2/\text{mm}$	12.1	$t_1/\text{mm}$	0.4
$l_3/\text{mm}$	6	$t_2/\text{mm}$	0.5
$l_4/\text{mm}$	32.6	$t_{O_1}/\text{mm}$	0.4
$l_{a_1}/\text{mm}$	41.1	$t_{O_2}/\text{mm}$	0.3
$l_{a_2}/\text{mm}$	35.6	$\alpha/(\text{°})$	22.49
$r_A \sim r_C/\text{mm}$	1.5	$\gamma/(\text{°})$	38.2
$r_{O_1}, r_{O_2}/\text{mm}$	1.5	$\beta/(\text{°})$	22.86

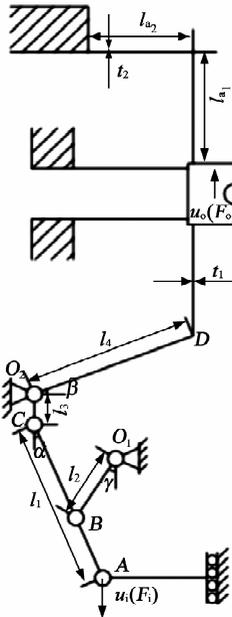


图2 y方向运动示意图

## 2 微动平台性能的理论分析

### 2.1 微动平台的运动输出分析

考虑微动平台结构在每个运动方向上均为对称结构,这里仅取放大机构的半侧进行分析(见图2)。

柔顺放大机构中连接关节A~D处的瞬时速度 $v_A \sim v_D$ 为

$$v_i = v_A = \omega_3 l_{O_3A} \quad (1)$$

$$v_B = \omega_1 l_2 \quad (2)$$

$$v_C = \omega_3 l_{O_3C} = \omega_2 l_3 \quad (3)$$

$$v_D = \omega_2 l_4 \quad (4)$$

$$v_o = v_D \cos \beta \quad (5)$$

$$v_A \cos \alpha = v_B \cos \left( \frac{\pi}{2} - \alpha - \gamma \right) = v_C \sin \alpha \quad (6)$$

式中: $v_i, v_o$ 分别为微动平台的输入和输出速度; $\omega_1, \omega_2$ 分别为构件 $O_1B$ 和 $CO_2D$ 的角速度; $\omega_3$ 为构件

$ABC$ 的角速度。

联立式(1)~(6),微动平台的位移放大倍数为

$$\lambda = \frac{u_o}{u_i} \approx \frac{v_o}{v_i} = \frac{l_4 \cos \beta \cos \alpha}{l_3 \sin \alpha} \quad (7)$$

由式(7)可看出, $\lambda$ 与参数 $l_3, l_4, \alpha$ 和 $\beta$ 有关。

根据刚体的运动学及由图2可知,给定输入角 $\delta_i$ ,转动关节 $O_1, O_2$ 和A~D的偏转角可推导为

$$\delta_{O_1} = \frac{l_1 \sin \alpha \cos \alpha}{l_2 \cos \left( \frac{\pi}{2} - \alpha - \gamma \right)} \delta_i \quad (8)$$

$$\delta_{O_2} = \frac{l_1 \cos \alpha}{l_3} \delta_i \quad (9)$$

$$\delta_A = \delta_i \quad (10)$$

$$\delta_B = \left[ 1 + \frac{l_1 \sin \alpha \cos \alpha}{l_2 \cos \left( \frac{\pi}{2} - \alpha - \gamma \right)} \right] \delta_i \quad (11)$$

$$\delta_C = \left( 1 + \frac{l_1 \cos \alpha}{l_3} \right) \delta_i \quad (12)$$

$$\delta_D = \frac{l_1 \cos \alpha}{l_3} \delta_i \quad (13)$$

对于叶型柔性铰链 $a_1$ 和 $a_2$ ,其偏转角增量 $\delta_{a_1}$ 和 $\delta_{a_2}$ 可表示为

$$\delta_{a_1} = \frac{u_o}{\mu l_{a_1}} = \frac{\lambda l_1 \sin \alpha}{\mu l_{a_1}} \delta_i \quad (14)$$

$$\delta_{a_2} = \frac{u_o}{\mu l_{a_2}} = \frac{\lambda l_1 \sin \alpha}{\mu l_{a_2}} \delta_i \quad (15)$$

式中 $\mu = 0.85$ 为特征半径系数。

### 2.2 微动平台的固有频率分析

忽略重力影响,微动平台的势能为

$$I = \frac{1}{2} (K_{O_1} \delta_{O_1}^2 + K_{O_2} \delta_{O_2}^2) + \frac{1}{2} \sum_{j=A}^C K_j \delta_j^2 + \frac{1}{2} K_{a_1} \delta_{a_1}^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^2 K_n \delta_n^2 \quad (16)$$

式中: $K_{O_1}, K_{O_2}, K_j$ 分别为直圆型铰链 $O_1, O_2$ 和A~D的转动刚度; $n=1, 2$ 表示叶型柔性铰链 $a_1$ 和 $a_2$ ;  $K_n$ 为叶型柔性铰链 $a_1$ 和 $a_2$ 转动刚度,且

$$K_j = \frac{2Eb t_j^{5/2}}{9\pi r_j^{1/2}} \quad (j = O_1, O_2, A, B, C) \quad (17)$$

$$K_n = 2rK_\theta \frac{EI}{l_n} \quad (n = 1, 2) \quad (18)$$

式中: $E$ 为弹性模量; $r_j, t_j, b$ 分别为铰链的半径、厚度和宽度; $I$ 为叶型柔性铰链横截面的惯性矩; $l_n$ 为叶型柔性铰链的长度; $K_\theta$ 为叶型柔性铰链的刚度耦合系数,通常取2.65。

微动平台的动能为

$$W = \frac{1}{2} \left\{ J_{O_1 B} \kappa_{O_1}^2 + J_{AC} \kappa_C^2 + J_{O_2 C} \kappa_{O_2}^2 + J_{O_2 D} \kappa_{O_2}^2 + \right.$$

$$\left[ \frac{1}{2} (m_1 + m_2) + 2m_{a_1} + \frac{1-\mu}{2} m_{a_2} + 2 \times \frac{1-\mu}{2} m_{a_1} \right] \lambda^2 l_1^2 \sin^2 \alpha + J_{a_2} \kappa_{a_2}^2 + 2J_{a_1} \kappa_{a_1}^2 \left. \right\} \dot{\delta}_i^2 \quad (19)$$

式中:  $\dot{\delta}_i$  为微动平台的输入角速度;  $m_1, m_2, m_{a_1}$  和  $m_{a_2}$  分别为图 1 中各构件的质量;  $J_{O_1B}, J_{AC}, J_{O_2C}, J_{O_2D}$  分别为构件  $O_1B, AC, O_2C$  和  $O_2D$  的转动惯量;  $J_{a_1}, J_{a_2}$  分别为叶型铰链  $a_1$  和  $a_2$  的转动惯量。参数  $\kappa_{O_1}, \kappa_{O_2}, \kappa_{a_1}, \kappa_{a_2}, \kappa_A \sim \kappa_D$  分别为

$$\kappa_A = 1 \quad (20)$$

$$\kappa_D = \kappa_{O_2} = \frac{l_1 \cos \alpha}{l_3} \quad (21)$$

$$\kappa_C = 1 + \frac{l_1 \cos \alpha}{l_3} \quad (22)$$

$$\kappa_B = 1 + \frac{l_1 \sin \alpha \cos \alpha}{l_2 \cos \left( \frac{\pi}{2} - \alpha - \gamma \right)} \quad (23)$$

$$\kappa_{a_1} = \frac{\lambda l_1 \sin \alpha}{\mu l_{a_1}} \quad (24)$$

$$\kappa_{O_1} = \frac{l_1 \sin \alpha \cos \alpha}{l_2 \cos \left( \frac{\pi}{2} - \alpha - \gamma \right)} \quad (25)$$

$$\kappa_{a_2} = \frac{\lambda l_1 \sin \alpha}{\mu l_{a_2}} \quad (26)$$

拉格朗日方程用于平台的动力学建模,则有

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial W}{\partial u_i} \right) - \left( \frac{\partial W}{\partial u_i} \right) + \left( \frac{\partial I}{\partial u_i} \right) = F_i \quad (27)$$

式中  $u_i, F_i$  分别为平台的广义输入位移和广义力。

将动能势能代入式(27),平台的动态特性可表示为

$$M \ddot{u}_i + K u_i = F \quad (28)$$

式中  $M, K$  和  $F$  分别为微动平台的等效质量、等效刚度和广义力矩,且

$$M = J_{O_1B} \kappa_{O_1}^2 + J_{AC} \kappa_C^2 + J_{O_2C} \kappa_{O_2}^2 + J_{O_2D}^2 + J_{a_2} \kappa_{a_2}^2 + 2J_{a_1} \kappa_{a_1}^2 + \left[ 2m_{a_1} + \frac{1}{2} (m_1 + m_2) + \frac{1-\mu}{2} m_{a_2} + 2 \frac{1-\mu}{2} m_{a_1} \right] \lambda^2 l_1^2 \sin^2 \alpha \quad (29)$$

$$K = K_{O_1} \kappa_{O_1}^2 + K_{O_2} \kappa_{O_2}^2 + K_A \kappa_A^2 + K_B \kappa_B^2 + K_C \kappa_C^2 + K_{a_1} \kappa_{a_1}^2 + 2K_{a_2} \kappa_{a_2}^2 + 4K_{a_1} \kappa_{a_1}^2 \quad (30)$$

$$F = F_i l_1 \sin \alpha - \frac{l_1 l_4}{l_3} F_o \cos \beta \cos \alpha \quad (31)$$

所以,可获得微动平台的固有频率为

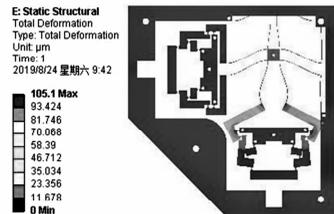
$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{M}} \quad (32)$$

### 3 微动平台的有限元分析验证

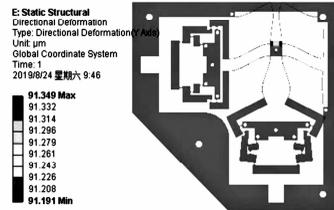
为了验证已建立的微动平台的分析模型是否正确,通过 ANSYS 软件对微动平台模型进行有限元分析。所选材料为铝合金,设材料的弹性模量为 71.7 GPa,密度为 2 810 kg/m<sup>3</sup>,泊松比为 0.33,屈服强度为 503 MPa。

微动平台有限元分析的内容主要包括平台的放大倍数、固有频率和最大应力。为了分析平台大部分的放大率,对机构输入端施加一定的位移载荷,得到平台最大输出位移和最大应力;为了分析刀具的固有频率,对平台进行模态分析,测得平台一阶固有频率。

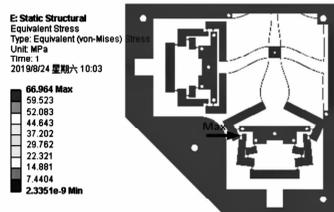
首先,验证微动平台的放大倍数。在微动平台  $y$  方向的输入端处,沿  $y$  轴负向施加 10  $\mu\text{m}$  的位移载荷,分析结果如图 3 所示。由图 3(a)可知,微动平台的放大结构部分最大输出位移为 105.16  $\mu\text{m}$ 。由图 3(b)可知,输出平台的最大位移为 91.3  $\mu\text{m}$ 。相对于放大机构部分略有降低,这是由平台输出端平行四边形结构的阻抗效应引起的。因此,微动平台的放大倍数为 9.13。



(a) 微动平台放大结构输出位移分析



(b) 微动平台输出平台位移分析



(c) 微动平台应力分析

图 3 微动平台放大倍数分析

同时,验证了输入载荷为  $10\ \mu\text{m}$  时,输出平台在耦合方向的输出位移,其结果如图 4 所示。在  $y$  方向为主运动方向时,平台在  $x$  方向的最大耦合位移为  $0.11\ \mu\text{m}$ ,输出耦合比为  $0.12\%$ ,说明平台实现了很好的运动解耦。此外,微动平台在输出时,最大应力 ( $66.96\ \text{MPa}$ ) 发生在  $C$  处,远小于材料的屈服极限,如图 3(c) 所示。

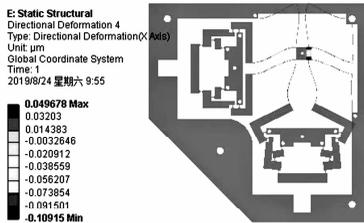


图 4 微动平台的耦合位移

其次,利用模态分析得到微动平台的固有频率,其结果如图 5 所示。由图可得微动平台的一阶固有频率为  $241.54\ \text{Hz}$ 。

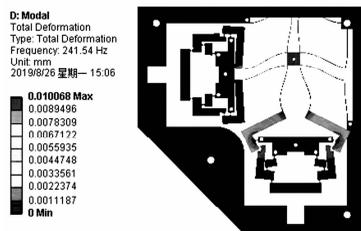


图 5 微动平台模态分析

同时,在  $y$  方向的输入端处沿  $y$  轴正向,以及在  $x$  方向的输入端处沿  $x$  轴正(负)方向,均施加  $10\ \mu\text{m}$  的位移载荷,对平台位移放大率、最大应力及固有频率进行仿真分析,分析结果具有较高的一致性,说明微动平台在两个方向上正、反驱动均具有类似的动态特性。

表 2 为微动平台的放大倍数、固有频率的理论值和有限元仿真数值。由表可看出,理论分析值和有限元仿真值基本吻合,说明结构的理论简化较合理。

表 2 微动平台的放大倍数和频率

参数	放大倍数		固有频率/Hz	
	理论值	仿真值	理论值	仿真值
	10.9	9.13	196.6	241.54
误差/%	19.4		18.6	

#### 4 平台输出特性的实验测试

为进一步验证理论计算和有限元分析的准确性,对微动平台进行实验研究。微动平台选用 7075

铝合金材料,通过线切割加工完成。

图 6 为搭建的实验测试系统。该系统包括多功能卡、驱动电源、压电致动器、平台、激光传感器。测试过程如下:多功能卡上的模拟量输出板卡 NI-9263 接收来自计算机输出的控制信号,控制驱动电源(HPV-3C0150A0300D)将电压施加至压电执行器。压电致动器驱动平台输出位移,通过激光传感器测得。然后输出给多功能卡上的模拟量输出板卡 NI-9239 传入计算机内。

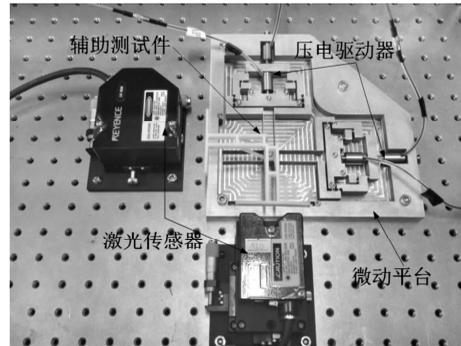
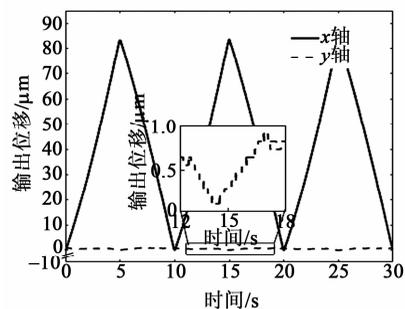


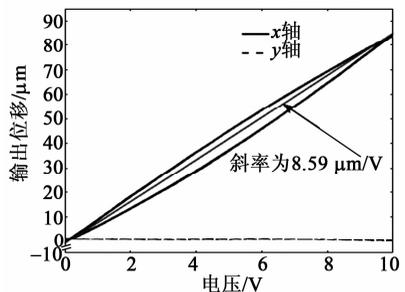
图 6 实验测试系统

压电执行器型号为 PZT150/7/5 VS12,最大输出位移为  $10\ \mu\text{m}$ ,标称刚度为  $90\ \text{N}/\mu\text{m}$ 。测微仪型号分别为 LK-G10 和 LK-G30,检测分辨率分别为  $20\ \text{nm}$  和  $50\ \text{nm}$ ,量程分别为  $\pm 5\ \text{mm}$  和  $\pm 1\ \text{mm}$ 。

分别对 PSA3 和 PSA4 施加  $0.1\ \text{Hz}$ ,  $0\sim 150\ \text{V}\sim 0\ \text{V}$  的三角波电压信号,测得微动平台在  $x$  轴沿正、负两个方向驱动时的位移特性曲线如图 7、8 所示。



(a) 输出位移



(b) 迟滞环

图 7  $x$  轴正向输出位移测试结果

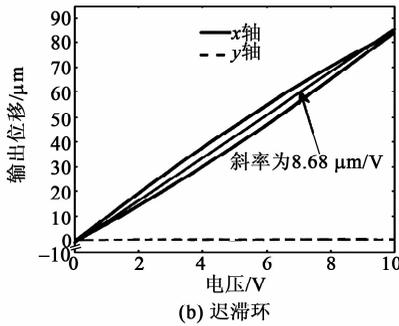
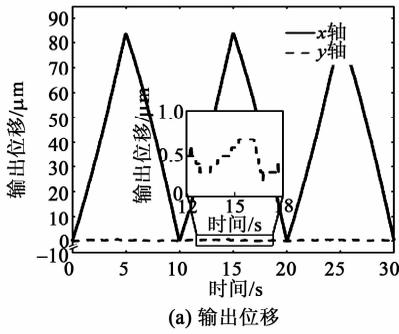


图 8 x 轴负向输出位移测试结果

由图 7、8 可知,  $x$  正、负向输出时, 微动平台的最大输出位移分别为  $84.6 \mu\text{m}$  和  $-84.2 \mu\text{m}$ 。在此电压信号下压电致动器的最大输出位移为  $10 \mu\text{m}$ , 所以微动平台沿  $x$  轴正、负向输出的放大倍数可计算为 8.46 倍和 8.42 倍。此外, 图 7、8 也给出了微动平台运动时的耦合位移曲线。当平台沿着主运动方向运动时, 耦合方向的输出位移分别为  $0.70 \mu\text{m}$  和  $0.56 \mu\text{m}$ , 输出耦合比为 0.82% 和 0.67%。

同时, 由于压电陶瓷的迟滞特性, 也给微动平台带来了明显的位移迟滞现象(见图 7、8)。经过拟合可知, 平台沿  $x$  轴正、负向的迟滞环斜率分别为  $8.59 \mu\text{m}/\text{V}$  和  $8.68 \mu\text{m}/\text{V}$ , 两者误差较小, 说明平台在  $x$  正、负向的运动性能基本相似。

分别对 PSA1 和 PSA2 施加相同的三角波电压信号, 测得微动平台在  $y$  轴正、负向驱动时的位移特性曲线如图 9、10 所示。

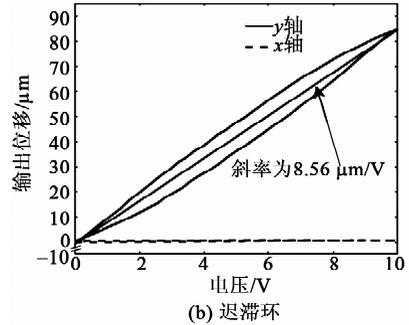
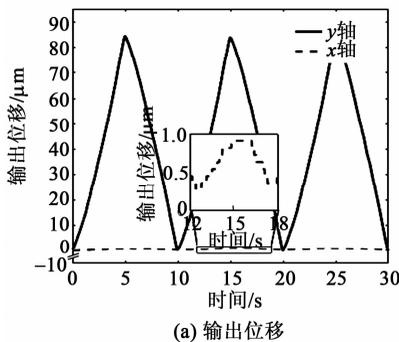


图 9 y 轴正向输出位移测试结果

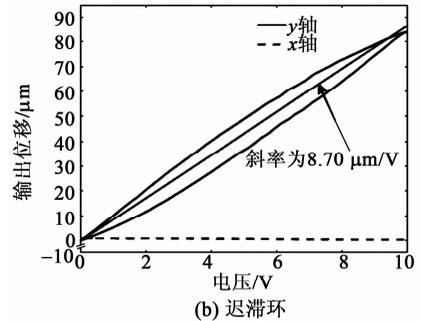
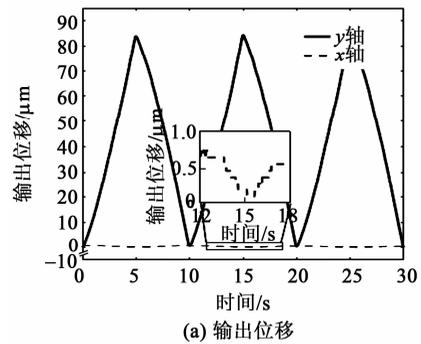


图 10 y 轴负向输出位移测试结果

由图 9、10 可知,  $y$  轴正、负向输出时, 微动平台的最大输出位移分别为  $85.0 \mu\text{m}$  和  $-84.5 \mu\text{m}$ 。所以微动平台沿  $y$  轴正、负向输出的放大倍数可计算为 8.50 倍和 8.45 倍。当平台沿着主运动方向运动时, 耦合方向的输出位移分别为  $0.68 \mu\text{m}$  和  $0.59 \mu\text{m}$ , 输出耦合比分别为 0.80% 和 0.70%。同时, 由于压电陶瓷的特性, 给微动平台带来了明显的位移迟滞现象, 经过拟合得到平台沿  $y$  轴正、负向的迟滞环斜率分别为  $8.56 \mu\text{m}/\text{V}$  和  $8.70 \mu\text{m}/\text{V}$ , 两者误差较小, 说明平台在  $y$  轴正、负向的运动性能基本相似。

幅值 150 V 的三角波信号, 改变其信号频率, 在 0.1 Hz、0.2 Hz 和 0.5 Hz 下, 测得平台在  $x$ 、 $y$  轴正、负双向输出幅值, 每个频率下均取 5 组数据(见表 3), 验证平台双向驱动时输出位移的稳定性。由表可知, 实验条件相同时, 不同频率正弦信号激励下, 平台的输出幅值波动微小, 在每个轴的正、负向

输出具有较高的相似性和稳定性。

表3 部分实验数据及标准差

序号	输出幅值/ $\mu\text{m}$						
	0.1 Hz		0.2 Hz		0.5 Hz		
	正向	负向	正向	负向	正向	负向	
x 方向 输出	1	84.63	84.25	83.19	83.19	81.88	81.91
	2	84.65	84.21	83.26	83.09	81.92	81.88
	3	84.59	84.19	83.21	83.13	81.97	81.93
	4	84.66	84.28	83.25	83.15	82.01	81.96
	5	84.64	84.23	83.23	83.16	82.04	81.95
	标准差	0.024 2	0.031 2	0.035 6	0.033 2	0.058 2	0.038 7
y 方向 输出	1	85.02	84.56	83.66	83.61	82.16	82.23
	2	85.06	84.58	83.62	83.58	82.13	82.19
	3	84.96	84.53	83.68	83.60	82.19	82.18
	4	85.03	84.55	83.65	83.55	82.17	82.25
	5	84.98	84.51	83.69	83.57	82.20	82.12
	标准差	0.035 8	0.024 2	0.054 8	0.021 4	0.035 8	0.038 7

## 5 结束语

设计了一种基于两级放大机构的  $xy$  两自由度双向驱动微动平台。分析了微动平台的运动及放大原理,建立了微动平台性能的理论模型和有限元模型。平台输出特性测试结果表明,微动平台的放大倍数可达 8.50 倍,与仿真值误差为 6.9%,同时耦合位移控制在 0.82%以内;平台在 150 V 三角波信号驱动下, $x$  轴上正、负向输出位移分别为 84.6  $\mu\text{m}$  和 -84.2  $\mu\text{m}$ ;  $y$  轴正、负向输出位移分别为 85.0  $\mu\text{m}$  和 -84.5  $\mu\text{m}$ ,不同频率下的最大位移只在极小范围内波动,在  $x$ 、 $y$  轴的正、负向输出具有很高的相似性和稳定性。该平台实现了双向驱动,大行程、高精度的目的,说明理论建模和有限元分析的准确性,为双向驱动的微动平台研究提供了一定的理论基础。

## 参考文献:

- [1] 刘登云,杨志刚,程光明,等.微位移机构的现状及趋势[J].机械设计与制造,2007,45(1):156-158.  
LIU Dengyun, YANG Zhigang, CHENG Guangming, et al. Current status and trends of micro-motion mechanism[J]. Machinery Design and Manufacture, 2007, 45(1):156-158.
- [2] 崔玉国,阮超,马剑强,等.2-DOF 并联柔性结构微动平台的新构型及尺寸优化[J].机器人,2016,38(3):352-359.
- [3] 杨依领,傅雷,田埂,等.集成位置/力传感器的桥式压电微夹持器[J].机器人,2015,37(6):655-662.  
YANG Yiling, FU Lei, TIAN Geng, et al. A bridge-
- type piezoelectric microgripper with integrated position/force sensors [J]. Robot, 2015, 37(6): 655-662.
- [4] 赵淳生.超声电机技术与应用[M].北京:科学出版社,2007:334-331.
- [5] ZHU W L, ZHU Z W, GUO P, et al. A novel hybrid actuation mechanism based XY nanopositioning stage with totally decoupled kinematics[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2018, 99: 747-759.
- [6] 田延岭,张大卫,闫兵.二自由度微定位平台的研制[J].光学精密工程,2006,14(1):94-99.  
TIAN Yanling, ZHANG Dawei, YAN Bing. Development of a 2-DOF micropositioning table[J]. Optics and Precision Engineering, 2006, 14(1): 94-99.
- [7] LI Y M, XU Q. Design and analysis of a totally decoupled flexure-based  $xy$  parallel micromanipulator [J]. IEEE Trans Robot, 2009, 25(3): 645-657.
- [8] TANG H, LI Y M. Design, analysis, and test of a novel 2-DOF nanopositioning system driven by dual mode [J]. IEEE Transactions on Robotics, 2013, 29(3): 650-662.
- [9] QIN Y D, SHIRINZADEH B, TIAN Y, et al. Design and computational optimization of a decoupled 2-dof monolithic mechanism[J]. IEEE/ASME Trans Mechatron, 2014, 19(3): 872-881.
- [10] CHOI K B, LEE J J, KIM G H, et al. A compliant parallel mechanism with flexure-based joint chains for two translations[J]. International Journal of Precision Engineering and Manufacturing, 2012, 13(9): 1625-1632.
- [11] ELFIZY A T, BONE G M, ELBESTAWI M A. Design and control of a dual-stage feed drive[J]. International Journal of Machine Tool and Manufacture, 2005, 45(2): 153-165.
- [12] 李国平,孙涛,邱辉,等.高频响伺服刀架的建模与控制[J].光学精密工程,2016,24(8):1991-1999.  
LI Guoping, SUN Tao, QIU Hui, et al. Modeling and control of high frequency response servo tool holder [J]. Optics and Precision Engineering, 2016, 24(8): 1991-1999.
- [13] 孙涛,李国平,娄军强,等.基于柔性铰链的新型快速伺服刀架设计[J].振动与冲击,2016(13):160-166.  
SUN Tao, LI Guoping, LOU Junqiang, et al. Design of a novel fast servo tool holder based on flexible hinge [J]. Journal of Vibration and Shock, 2016(13): 160-166.
- [14] 刘雪瑞,黄卫清,王寅,等.双向驱动压电作动器结构设计[J].振动.测试与诊断,2017(6):1175-1180.
- [15] LIU Xuerui, HUANG Weiqing, SUN Mengxin. A novel 2D piezo-nanopositioning stage based on triangle amplifier mechanism[J]. Transactions of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 34(1): 1-8.

文章编号:1004-2474(2020)02-0259-04

# Zn-Nb-O 微波介质陶瓷的结构与性能研究

王海宝<sup>1</sup>,王 峰<sup>1</sup>,庞振江<sup>1</sup>,李 越<sup>2</sup>,任孝武<sup>1</sup>,周加斌<sup>3</sup>,史建利<sup>4</sup>,高 峰<sup>2</sup>

(1. 北京智芯微电子科技有限公司,北京 100192;2. 西北工业大学 材料学院 凝固技术国家重点实验室,陕西 西安 710072;

3. 国网山东省电力公司电力科学研究院,山东 济南 250003;4. 中国电力科学研究院有限公司,北京 100192)

**摘 要:**采用传统固相反应法制备 $(1-x)(0.7\text{ZnNb}_2\text{O}_6-0.3\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8)-x\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  (摩尔分数  $x=0\sim 10\%$ , ZZZ)微波介质陶瓷,研究了其物相组成、晶体结构及微波介电性能。结果表明,ZZZ材料能在 $1\ 150\ ^\circ\text{C}$ 烧结成瓷,形成了 $\text{ZnNb}_2\text{O}_6$ 、 $\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8$ 和 $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$ 共存的复相结构,无其他新相生成。在微波频率下,ZZZ陶瓷的介电常数为 $21\sim 24$ ,品质因数与频率之积( $Q\times f$ )为 $30\ 000\sim 85\ 000\ \text{GHz}$ 。随 $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$ 含量的增加,ZZZ陶瓷的微波介电常数、 $Q\times f$ 值及谐振频率温度系数均减小,温度稳定性提高。

**关键词:** 铌酸锌;复相陶瓷;显微结构;微波介电性能;温度稳定性

**中图分类号:** TN384 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.025

## Study on the Structure and Properties of Zn-Nb-O Microwave Dielectric Ceramics

WANG Haibao<sup>1</sup>, WANG Zheng<sup>1</sup>, PANG Zhenjiang<sup>1</sup>, LI Yue<sup>2</sup>, REN Xiaowu<sup>1</sup>,  
ZHOU Jiabin<sup>3</sup>, SHI Jianli<sup>4</sup>, GAO Feng<sup>2</sup>

(1. Beijing Smart-Chip Microelectronics Technology Co., Ltd, Beijing 100192, China; 2. State Key Laboratory of Solidification Processing, College of Material Science and Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China; 3. State Grid Shandong Electric Power Research Institute, Jinan 250003, China; 4. China Electric Power Research Institute Co., Ltd, Beijing 100192, China)

**Abstract:** The  $(1-x)(0.7\text{ZnNb}_2\text{O}_6-0.3\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8)-x\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  ( $x=0\sim 10\%$ , ZZZ) microwave dielectric ceramics were prepared by the conventional solid-state reaction process. The phase composition, microstructure and microwave dielectric properties of the ZZZ ceramics were investigated. The results show that the ZZZ ceramics can be sintered into porcelain at  $1\ 150\ ^\circ\text{C}$ , forming a multiphase structure in which  $\text{ZnNb}_2\text{O}_6$ ,  $\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8$  and  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  co-exist without appearance of new phases. At microwave frequency, the dielectric constant of ZZZ ceramics is  $21$  to  $24$ , and the product of quality factor and frequency ( $Q\times f$ ) is  $30\ 000\ \text{GHz}$  to  $85\ 000\ \text{GHz}$ . With the increase of  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  content, the microwave dielectric constant,  $Q\times f$  value, and temperature coefficient of resonance frequency of ZZZ ceramics decrease, and the temperature stability improves.

**Key words:** zinc niobate; composite ceramics; microstructure; microwave dielectric properties; temperature stability

### 0 引言

射频识别(RFID)技术是20世纪90年代发展起来的具有高速移动多目标识别,穿透性强,抗恶劣环境的快速实时数据采集与处理的智能识别技术,基于RFID原理的超高频射频温度传感技术具有无源无线、高可靠的特性,适用于电力设备本体温度监测。具有良好导热性能及成本低的基材材料是超高频射频温度传感器精准测温、批量复制的有力保障,

而微波介质陶瓷由于具有低介电损耗和稳定的谐振频率温度系数特性,是超高频射频温度传感器基材的最佳候选材料<sup>[1]</sup>。

此外,现在电子通信的发展需要微波介质陶瓷具有高的品质因数( $Q\times f$ ),以满足高功率的要求,高介电常数 $\epsilon_r$ 以满足小型化的要求,低谐振频率温度系数 $\tau_f$ 以满足频率稳定性的要求<sup>[2-3]</sup>。传统的商业化微波介质陶瓷材料主要有BaO-TiO<sub>2</sub>系、CaO-

收稿日期:2019-10-21

基金项目:国家电网有限公司科技基金资助项目(520626180033)

作者简介:王海宝(1982-),男,河北张家口人,工程师,硕士,主要从事智能传感器及材料的研究。通信作者:高峰(1976-),男,甘肃兰州人,教授,博士生导师,主要从事电子功能陶瓷的制备及性能的研究。

$\text{Li}_2\text{O}-\text{Ln}_2\text{O}_3-\text{TiO}_2$  系、 $\text{BaO}-\text{Ln}_2\text{O}_3-\text{TiO}_2$  系、 $A(B_{1/3}B_{2/3})\text{O}_3$  系复合钙钛矿、 $A_nB_{n-1}O_{3n}$  ( $n=4, 5, 6, 7, 8$ ) 系类钙钛矿等几大类<sup>[4-7]</sup>, 并已应用于生产制造各类微波元器件。然而, 上述材料的烧结温度均大于  $1\ 500\ ^\circ\text{C}$ , 耗能高。因此, 随着环保节能和低成本的需求, 具有好的微波介电性能并能实现中低温烧结的微波介质陶瓷是今后发展的方向。

具有铌铁矿结构的  $\text{ZnNb}_2\text{O}_6$  有较好的介电性能, 其  $\epsilon_r=25$ ,  $Q=8\ 370$ , 烧结温度为  $1\ 150\ ^\circ\text{C}$ , 通过掺杂改性可进一步将陶瓷的烧结温度降到  $900\ ^\circ\text{C}$  以下<sup>[8-10]</sup>。  $\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8$  是  $\text{Zn}-\text{Nb}-\text{O}$  体系中另外一种稳定的化合物, 将  $\text{ZnNb}_2\text{O}_6$  和  $\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8$  复合制备出  $0.7\text{ZnNb}_2\text{O}_6-0.3\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8$  陶瓷<sup>[11]</sup>, 不仅具有相对较低的烧结温度, 且具有较好的微波介电性能, 是一种有潜力的微波介质陶瓷。但该材料的谐振频率温度稳定性较差 ( $\tau_f \approx -90 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ ), 且原材料成本高, 限制了其在微波元器件领域的应用。将具有不同性能的物相复合在一起形成复相结构是调控陶瓷材料性能的常用手段,  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  陶瓷是近年来报道的一种低成本、高品质因数微波介质陶瓷材料<sup>[12]</sup>, 它具有热导率高, 热膨胀系数小等优点, 将  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  与  $\text{Zn}-\text{Nb}-\text{O}$  陶瓷复合有望实现微波介电性能的调控且降低批量化生产的成本。因此, 本文通过调节  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  在  $0.7\text{ZnNb}_2\text{O}_6-0.3\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8$  陶瓷基体中的含量, 探索  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  含量对  $\text{Zn}-\text{Nb}-\text{O}$  基微波陶瓷的显微组织结构和微波介电性能的影响规律, 获得能在较低温度烧结成瓷且具有优异介电性能的  $\text{Zn}-\text{Nb}-\text{O}$  基微波复相陶瓷。

## 1 实验

### 1.1 样品制备

材料组成为  $(1-x)(0.7\text{ZnNb}_2\text{O}_6-0.3\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8)-x\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  (ZZZ), 摩尔分数  $x=0, 0.5\%, 1\%, 2\%, 4\%, 6\%, 8\%, 10\%$ , 依次编号为 ZZZ1#~8#。以分析纯  $\text{ZnO}$ 、 $\text{Nb}_2\text{O}_5$  和  $\text{Al}_2\text{O}_3$  为原料, 采用传统电子陶瓷工艺制备 ZZZ 陶瓷。首先, 将  $\text{ZnO}$  和  $\text{Nb}_2\text{O}_5$  按  $\text{ZnNb}_2\text{O}_6$  和  $\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8$  的化学计量比配料, 然后在乙醇介质中球磨 12 h, 出料、烘干, 粉料分别在  $1\ 100\ ^\circ\text{C}$  和  $1\ 150\ ^\circ\text{C}$  预烧 4 h, 获得  $\text{ZnNb}_2\text{O}_6$  和  $\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8$  的预烧粉体; 其次, 将  $\text{ZnO}$  和  $\text{Al}_2\text{O}_3$  按  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  的化学计量比配料, 在乙醇介质中球磨 12 h, 烘干后在  $1\ 100\ ^\circ\text{C}$  预烧 4 h, 获得  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  的预烧粉体; 最后, 根据 ZZZ 组成设计, 将  $\text{ZnNb}_2\text{O}_6$ 、 $\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8$  和  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  混合, 在乙醇介质中球磨 12 h,

烘干、造粒后在  $100\ \text{MPa}$  压力下压制成  $\varnothing 12\ \text{mm} \times 1\ \text{mm}$  的圆片和  $\varnothing 12\ \text{mm} \times 6\ \text{mm}$  的圆柱。压好的试样在  $500\ ^\circ\text{C}$  下除去粘结剂, 然后在  $1\ 150\ ^\circ\text{C}$  保温 2 h 烧结成瓷。

### 1.2 样品表征

采用 Archimedes 排水法测试样品密度; 采用 X'Pert MPB PRO 型 X 线衍射 (XRD) 仪分析材料的物相组成; 将陶瓷样品打磨、抛光、热腐蚀后, 采用 QUANTA 600F 型扫描电子显微镜分析样品微观形貌和成分; 采用 E8363B 型网络分析仪用闭式谐振腔法测试样品在微波频段下的介电性能, 其谐振频率温度系数为

$$\tau_f = \frac{1}{f} \frac{df}{dt} = \frac{f_{02} - f_{01}}{f_{01}(T_2 - T_1)} \quad (1)$$

式中  $f_{01}$ 、 $f_{02}$  分别为温度  $T_1$ 、 $T_2$  时的谐振频率。本文测试温度为  $25\sim 85\ ^\circ\text{C}$ 。

## 2 实验结果与讨论

### 2.1 ZZZ 陶瓷的烧结特性与显微结构

图 1 为采用阿基米德法测得 ZZZ1#~8# 试样的体积密度和相对密度。由图可见, 各组陶瓷的相对密度均在 95% 以上, 说明在  $1\ 150\ ^\circ\text{C}$  下 ZZZ 陶瓷可烧结成瓷。此外, 随着  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  含量增加, 陶瓷密度逐渐减小。由于  $\text{ZnNb}_2\text{O}_6$ 、 $\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8$  及  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  的理论密度分别为  $5.624\ \text{g}/\text{cm}^3$ 、 $5.734\ \text{g}/\text{cm}^3$  和  $4.602\ \text{g}/\text{cm}^3$ , 故随着  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  含量的增加, ZZZ 陶瓷的密度略有降低。

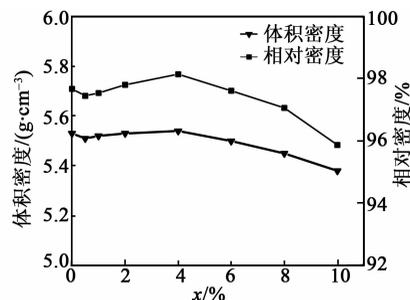


图 1 ZZZ 陶瓷的密度

图 2 为  $1\ 150\ ^\circ\text{C}$  烧结 ZZZ1#~8# 试样的 XRD 图。将 ZZZ1#~8# 与纯  $\text{ZnNb}_2\text{O}_6$  和  $\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8$  的 XRD 图进行比较, 发现 ZZZ1#~3# 由  $\text{ZnNb}_2\text{O}_6$  和  $\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8$  两相组成, 无其他杂相, 而 ZZZ4#~8# 则出现  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  相, 且随着  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  含量的增加, 衍射峰的强度在逐渐增加。实验结果表明,  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  的添加未改变基体材料的物相组成, ZZZ 陶瓷形成了多相共存的复相结构。

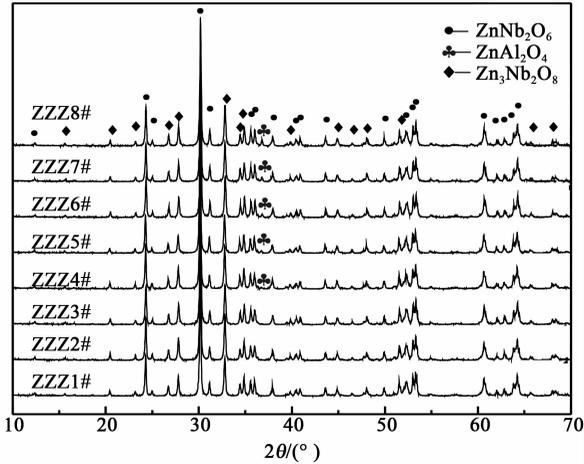


图 2 ZZZ 陶瓷的 XRD 衍射图

图 3 为 ZZZ1 # ~ 8 # 陶瓷试样的显微形貌图。由图可知, 各组晶粒致密, 晶界清晰, 随着  $x$  的增加, 晶粒尺寸减小。ZZZ1 # ~ 8 # 试样均含有不同形貌和尺寸的晶粒, 随着  $x$  的增加, 大尺寸晶粒减少, 小尺寸晶粒增多, 平均晶粒尺寸由  $2.61 \mu\text{m}$  减小到  $2.17 \mu\text{m}$ 。由 ZZZ4 # 开始出现少量的黑色小尺寸晶粒, 且随着  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  含量的增加, 黑色小尺寸晶粒增加, 弥散分布在基体材料晶界处。对 ZZZ8 # 陶瓷不同形貌晶粒的组成进行 EDS 元素分析(见图 3(h)), 结果如表 1 所示。由表可见, 位置 2、4 对应晶粒的 Zn/Nb 原子个数比与  $\text{ZnNb}_2\text{O}_6$  和  $\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8$  接近, 且其中 Al 含量很少, 所以对应于 Zn-Nb-O 晶粒。而位置 1、3 中都含有大量的 Al, 各元素的含量差别不大, 表明黑色小尺寸晶粒为  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$ 。结果表明,  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  能与  $\text{ZnNb}_2\text{O}_6$  和  $\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8$  组织共存, 并抑制 Zn-Nb-O 基体材料晶粒组织的生长。

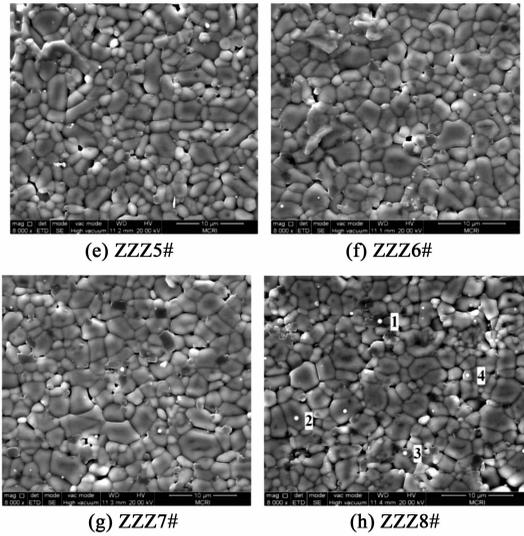
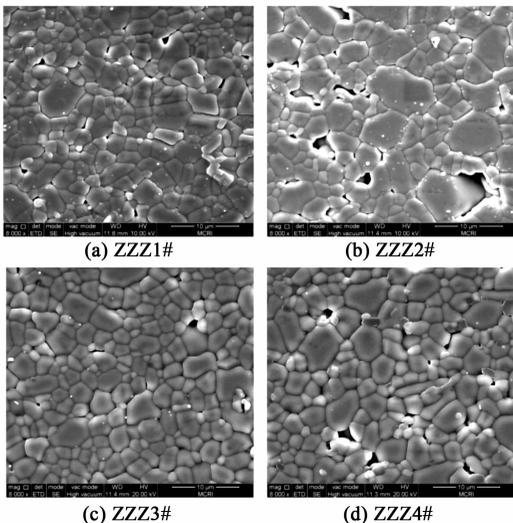


图 3 ZZZ 陶瓷的微观组织结构

表 1 ZZZ8 # 陶瓷不同形貌晶粒元素原子数分数

元素	位置 1	位置 2	位置 3	位置 4
$x(\text{O})/\%$	29.27	18.98	28.56	24.79
$x(\text{Al})/\%$	19.56	0.11	14.25	0.28
$x(\text{Zn})/\%$	29.01	18.46	23.61	18.06
$x(\text{Nb})/\%$	22.17	62.45	33.57	56.87
合计	100	100	100	100

### 2.2 ZZZ 的微波介电性能

微波段和超高频段 RFID 标签对于使用材料性能要求是: 能满足小型化的要求, 低损耗及良好的温度稳定性, 即要求微波介质陶瓷具有较高的介电常数和品质因数, 且  $\tau_f$  接近 0。图 4 为测试所得不同  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  掺杂量 ZZZ 陶瓷样品的微波介电常数。由图可看出, 随着  $\text{ZnAl}_2\text{O}_4$  含量的增加, 陶瓷的微波介电常数略有降低, 但总体保持在 21~24 间。

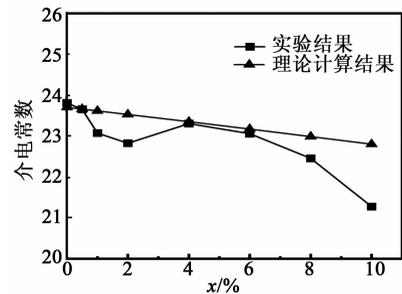


图 4 ZZZ 陶瓷的微波介电常数

复相陶瓷介电常数与基体材料间的关系符合经典的 Maxwell-Wagner 方程<sup>[13]</sup>:

$$\epsilon_r^a = \sum V_i \cdot \epsilon_{ri}^a \quad (2)$$

式中:  $\epsilon_r^a$  为复相陶瓷的介电常数;  $\epsilon_{ri}^a$ 、 $V_i$  分别为第  $i$  相的介电常数和体积分数;  $a$  为常数。

ZnNb<sub>2</sub>O<sub>6</sub>、Zn<sub>3</sub>Nb<sub>2</sub>O<sub>8</sub>和ZnAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>的微波介电常数分别为25、21.6和8.56,代入式(2)中计算出ZZZ复相陶瓷的理论介电常数(见图4)。由图4可见,理论计算结果与实验结果很接近,随着 $x$ 的增加,陶瓷的微波介电常数呈线性降低,这是由于ZnAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>的介电常数小于基体相ZnNb<sub>2</sub>O<sub>6</sub>和Zn<sub>3</sub>Nb<sub>2</sub>O<sub>8</sub>的介电常数,因此,ZZZ陶瓷的介电常数会随着 $x$ 的增加而下降。

图5为 $x$ 不同时ZZZ陶瓷样品的 $Q \times f$ 值与 $\tau_f$ 。由图可看出,随着 $x$ 的增加,陶瓷的 $Q \times f$ 值减小,且在 $x=0 \sim 4\%$ 内 $Q \times f$ 值从85 733 GHz减小到43 333 GHz;在 $x=4\% \sim 10\%$ 内只减小了12 821 GHz。

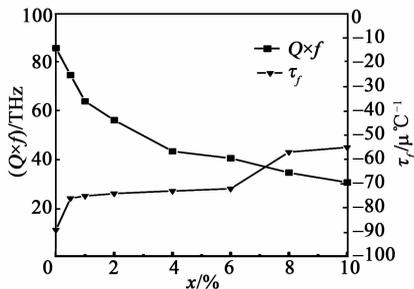


图5 ZZZ陶瓷的 $Q \times f$ 与 $\tau_f$

陶瓷的 $Q \times f$ 值与材料晶体结构、物相组成、缺陷及晶粒形貌和尺寸等因素有关。刘佳骥<sup>[11]</sup>对 $x\text{ZnNb}_2\text{O}_6-(1-x)\text{Zn}_3\text{Nb}_2\text{O}_8$ 复相陶瓷的显微组织结构与微波性能研究表明,该复相陶瓷的高 $Q \times f$ 值与ZnNb<sub>2</sub>O<sub>6</sub>和Zn<sub>3</sub>Nb<sub>2</sub>O<sub>8</sub>形成的固溶体有关。结合图2可见,当ZnAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>掺杂量较小( $x=0 \sim 1\%$ ),陶瓷仅由ZnNb<sub>2</sub>O<sub>6</sub>和Zn<sub>3</sub>Nb<sub>2</sub>O<sub>8</sub>两相组成,无ZnAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>相的出现。这表明当 $x$ 较小时,ZnAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>固溶到0.7ZnNb<sub>2</sub>O<sub>6</sub>-0.3Zn<sub>3</sub>Nb<sub>2</sub>O<sub>8</sub>基体材料中,而ZnAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>的固溶破坏了ZnNb<sub>2</sub>O<sub>6</sub>和Zn<sub>3</sub>Nb<sub>2</sub>O<sub>8</sub>间的固溶,导致ZZZ陶瓷的 $Q \times f$ 值在 $x=0 \sim 4\%$ 内快速下降。

当 $x$ 达到一定程度,基体材料间的溶解达到饱和,出现ZnAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>新相,此时ZZZ陶瓷 $Q \times f$ 值主要受ZnAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>相的影响:

1) 由于ZnAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>自身品质因数( $Q \times f \approx 56\ 000\ \text{GHz}$ )低于ZnNb<sub>2</sub>O<sub>6</sub>与Zn<sub>3</sub>Nb<sub>2</sub>O<sub>8</sub><sup>[11-12]</sup>,所以陶瓷的品质因数不断降低。

2) 生成的ZnAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>相弥散在主晶晶界中,阻碍了晶粒的生长,降低了晶粒的平均大小,增加了晶界的数量,使陶瓷内部缺陷增多,进而增加了陶瓷的

介电损耗。

3) 当 $x$ 增加,试样的密度减小,使陶瓷内部的空位、气孔等缺陷增多,导致损耗增大,降低了 $Q \times f$ 值。

此外,由图5可见,随着 $x$ 的增加,陶瓷的 $\tau_f$ 减小。一般微波陶瓷的 $\tau_f$ 与微波介电常数存在一定的线性关系<sup>[14]</sup>,即

$$\tau_f = -\epsilon_r \left( \frac{1}{6\alpha} \frac{\partial \alpha}{\partial T} - \frac{\alpha_L}{2} \right) \quad (3)$$

式中: $\alpha_L$ 为线膨胀系数; $\epsilon_r$ 为微波介电常数; $\alpha$ 为极化率; $\partial \alpha / \partial T$ 为极化率随温度变化率。根据式(3)可知,当 $\epsilon_r$ 降低, $\tau_f$ 降低,这与本文中ZZZ陶瓷样品的实际情况较符合。

综上所述,适量ZnAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>掺杂可保持陶瓷微波介电常数与品质因数处于较高水平的同时,明显降低陶瓷的 $\tau_f$ ,有效地提高了陶瓷的温度稳定性,使其综合微波介电性能能够更好地满足RFID低损耗、高稳定性的技术要求。

### 3 结束语

Zn-Nb-O基微波复相陶瓷材料能在1 150℃烧结成瓷,陶瓷的密度随ZnAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>掺杂量的增加而减小,且各组分的相对密度都在95%以上,ZZZ陶瓷在烧结过程中未生成其他相。当ZnAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>摩尔分数 $x < 2\%$ 时,ZZZ陶瓷由ZnNb<sub>2</sub>O<sub>6</sub>和Zn<sub>3</sub>Nb<sub>2</sub>O<sub>8</sub>两相组成;当 $x > 2\%$ 时,ZZZ陶瓷由ZnNb<sub>2</sub>O<sub>6</sub>、Zn<sub>3</sub>Nb<sub>2</sub>O<sub>8</sub>和ZnAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>三相组成。采用Maxwell-Wagner方程拟合了ZZZ复相陶瓷的介电常数,计算结果与实验结果吻合。微波介电性能测试结果表明,随着 $x$ 的增加,ZZZ陶瓷的介电常数降低(保持在21~24间);陶瓷的 $Q \times f$ 值减小(为30 000~85 000 GHz);陶瓷的谐振频率温度系数减小,陶瓷的温度稳定性提高,为超高频射频RFID温度传感器提供了性能良好的低成本基体材料。

### 参考文献:

- [1] SEBASTIAN M T, UBIC R, JANTUNEN H. Low-loss dielectric ceramic materials and their properties [J]. Intern Mater Reviews, 2015, 60 (7): 392-412.
- [2] FU Zhifen, LIU Peng, MA Jianli, et al. Novel series of ultra-low loss microwave dielectric ceramics: Li<sub>2</sub>Mg<sub>3</sub>-BO<sub>6</sub> (B=Ti, Sn, Zr) [J]. J Eur Ceram Soc, 2016, 36 (3): 625-629.

# 压电驱动器迟滞特性的类 Hammerstein 模型

赵新龙, 沈 帅

(浙江理工大学 机械与自动控制学院, 浙江 杭州 310018)

**摘 要:**压电驱动器中迟滞特性会影响微操作系统的定位精度。为了消除迟滞对系统的不良影响,该文提出了类 Hammerstein 模型来描述压电驱动器的迟滞特性。首先,提出了改进迟滞算子(MDHO),在算子中增加偏置、死区宽度、斜率调整滞环的高度和宽度,体现迟滞的非对称性和速率相关性;然后,利用改进迟滞算子加权叠加表示静态非线性部分,迟滞算子的参数和权重可以在线调整来适应外界条件的变化,利用输入自回归模型表示动态线性部分,建立了可以描述压电驱动器速率相关迟滞特性的类 Hammerstein 模型;最后,依次通过最小二乘法、矩阵扩围、矩阵奇异值分解对模型中的参数进行辨识,并证明了所辨识的参数是无偏估计。研究结果表明所提出的建模方法是有效的。

**关键词:**压电驱动器;迟滞非线性;改进迟滞算子;类 Hammerstein 模型;奇异值分解

**中图分类号:**TN273 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.026

## Hammerstein-like Model for Hysteresis Characteristics of Piezoelectric Actuators

ZHAO Xinlong, SHEN Shuai

(College of Mechanical Engineering and Automation, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China)

**Abstract:** The hysteresis characteristics of piezoelectric actuators will affect the positioning accuracy of the micro-operating system. A Hammerstein-like model is proposed to describe the hysteresis characteristics of piezoelectric actuators. Firstly, a modified dynamic hysteresis operator (MDHO) is proposed. By adding the offset, dead zone width and slope in the operator, the height and width of the hysteresis can be adjusted to reflect the asymmetry and rate correlation of hysteresis. Then the modified hysteresis operator is used to represent the static nonlinear part. The parameters and weights of the hysteresis operator can be adjusted online to adapt to changes in external conditions. The input autoregressive model is used to represent the dynamic linear part; a Hammerstein-like model that can describe the rate dependent hysteresis characteristics of piezoelectric actuators is established. Finally, the parameters in the model are identified by the least squares method, matrix expansion, and matrix singular value decomposition in turn and the identified parameters were proved to be unbiased estimates. The effectiveness of the proposed modeling method is verified by experiments.

**Key words:** piezoelectric actuator; hysteresis nonlinearity; modified hysteresis operator; Hammerstein-like model; singular value decomposition

### 0 引言

压电驱动器由于精度高、响应快等特点已广泛应用在微操作系统中,然而,压电驱动器中存在固有的迟滞非线性<sup>[1]</sup>,表现出非光滑、多值映射、记忆性和速率相关性,会引起系统振荡,甚至导致不稳定<sup>[2-3]</sup>。为了消除迟滞对系统的不良影响,有效的方法是建立迟滞模型来描述迟滞特性。

迟滞模型可分为静、动态模型。即迟滞输出与输入速率无关的模型称为静态模型<sup>[4]</sup>,迟滞输出与输入速率具有相关性的模型称为动态迟滞模型<sup>[5]</sup>。近年来,利用 Hammerstein 结构建立的动态迟滞模型已引起学者们的关注<sup>[6-9]</sup>,采用迟滞非线性部分和线性部分串联来构成。利用迟滞非线性来刻画非光滑、多值映射和记忆性,利用线性部分来体现速率相关性,称为迟滞的类 Hammerstein 模型。Giri 等<sup>[6]</sup>

收稿日期:2019-09-29

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61273184)

作者简介:赵新龙(1977-),男,山东海阳人,副教授,博士,主要从事精密机电系统建模与控制、智能控制的研究。通信作者:沈帅(1994-),男,辽宁营口人,硕士生,主要从事非线性迟滞系统建模和控制的研究。

利用 Relay 和 Backlash 算子来描述非线性部分构成 Hammerstein 结构,通过线性部分参数化和最小二乘完成参数辨识。范家华等<sup>[7]</sup>利用 PI 算子来描述非线性部分构成 Hammerstein 结构,利用神经网络对迟滞非线性进行辨识。Gao 等<sup>[8]</sup>利用 Preisach 算子来描述非线性部分构成 Hammerstein 结构,基于盲辨识和三角矩阵法分别实现系统参数的辨识。贾高欣等<sup>[9]</sup>利用广义 Bouc-Wen 算子来描述非线性部分构成 Hammerstein 结构,利用差分进化算法完成参数辨识。然而,在 Hammerstein 结构的模型参数辨识中,通常将线性部分和非线性部分分离成两阶段进行辨识,不能同时辨识两个部分的参数,辨识精度低。

本文首先在文献[10]的基础上提出改进迟滞算子(MDHO),将算子加权叠加构成迟滞模型作为 Hammerstein 的非线性部分。在参数辨识方面,同时考虑非线性迟滞部分和线性部分的参数,结合参数重组和最小二乘法来估计两部分参数的乘积,然后利用奇异值分解(SVD)法进行乘积项的分解来得到 Hammerstein 模型的全部参数,通过实验和 Krasnosel'skii-Pokrovkii(KP)模型比较证明方法的有效性。与其他模型相比,本文的创新点是:

1) 在结构组成方面,改进迟滞算子构成的非线性部分结构简单,适应性好。

2) 在参数辨识方面,利用参数重组、最小二乘估计和奇异值分解相结合的方法同时辨识模型参数,辨识精度高。

### 1 压电驱动器迟滞特性的类 Hammerstein 模型

压电驱动器迟滞特性的类 Hammerstein 模型包含静态迟滞非线性迟滞部分和动态线性部分,其模型结构如图 1 所示。图中,  $v(k)$  为输入电压,经过静态迟滞非线性部分  $N(\cdot)$  得到中间变量输出电压  $u(k)$ ,经过线性动态线性部分  $G(z)$ ,得到位移输出  $y(k)$ 。

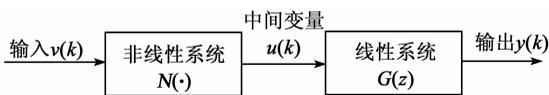


图 1 Hammerstein-like 模型

#### 1.1 非线性迟滞部分

非线性迟滞部分采用 MDHO 的加权叠加形式:

$$N(\cdot) = \sum_{i=1}^n \gamma_i h_i[v(k)] = \boldsymbol{\gamma}^T \mathbf{H} \quad (k = 1, 2, \dots, n) \quad (1)$$

式中:  $n$  为迟滞算子的数量;  $\boldsymbol{\gamma} = [\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n]^T$  为权重系数;  $\mathbf{H} = [h_1, h_2, \dots, h_n]^T$  为  $n$  个 MDHO 的输出。

MDHO 可通过以下非线性状态方程来描述:

$$h(v) = \eta - av \quad (2)$$

$$\dot{\eta} = k_i[v - \Delta(\eta)] \quad (3)$$

$$\Delta(\eta) = \begin{cases} k_\alpha(\eta - x_0) & (\eta > x_0) \\ 0 & (|\eta| \leq x_0) \\ k_\beta(\eta + x_0) & (\eta < -x_0) \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $v, h(v)$  分别为迟滞单元的输入和输出;  $\eta$  为状态参数;  $a$  为前馈增益;  $k_i$  为积分系数;  $\Delta(\eta)$  为死区的输出;  $x_0$  为死区宽度;  $k_\alpha, k_\beta$  为可调的死区斜率参数。MDHO 的结构如图 2 所示。

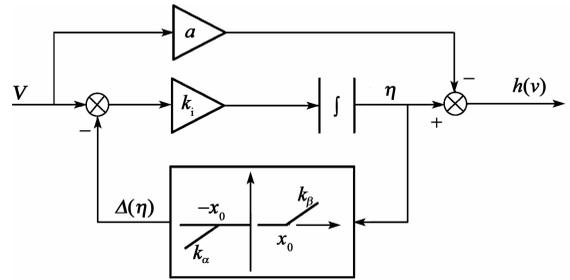


图 2 MDHO 结构

与文献[10]的 SDH 模型相比,本文提出的 MDHO 增加参数  $a, x_0, k_\alpha, k_\beta$ ,能调整  $x_0$  和偏置量,适应范围更广。

#### 1.2 线性部分

Hammerstein 结构的线性部分采用 ARX 模型<sup>[11]</sup>,其传递函数形式为

$$G(z) = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (5)$$

式中:  $A(z) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{m_a} z^{-m_a}$ ;  $B(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{m_b} z^{-m_b}$ ;  $z^{-1}$  为单位延迟算子;  $m_a, m_b$  为线性环节的阶数。

### 2 参数辨识

根据类 Hammerstein 的结构,需要辨识的参数有  $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n, a_1, a_2, \dots, a_{m_a}$  及  $b_0, b_1, \dots, b_{m_b}$ 。

设输入-输出样本集为  $\{v(k), y(k)\}_{k=1}^N$ ,系统可表示为

$$y(k) = G(z)u(k) \quad (6)$$

$$u(k) = N(v(k)) = \sum_{i=1}^n \gamma_i h_i(v(k)) \quad (7)$$

将式(7)代入式(6)可得:

$$y(k) = \boldsymbol{\varphi}_k^T \boldsymbol{\theta} \quad (8)$$

$$\boldsymbol{\theta} = [a_1, \dots, a_{m_a}, \gamma_1 b_0, \dots, \gamma_1 b_{m_b}, \gamma_2 b_0, \dots, \gamma_n b_{m_b}]^T \quad (9)$$

$$\boldsymbol{\varphi}_k = [-y(k-1), \dots, -y(k-m_a), h_1(v(k)), \dots, h_1(v(k-m_b)), h_2(v(k)), \dots, h_n(v(k-m_b))]^T \quad (10)$$

利用最小二乘法可得:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\boldsymbol{\varphi}_N \boldsymbol{\varphi}_N^T)^{-1} \boldsymbol{\varphi}_N Y_N \quad (11)$$

其中

$$Y_N = [y(1), y(2), \dots, y(N)]^T \quad (12)$$

$$\boldsymbol{\varphi}_N = [\varphi(1), \varphi(2), \dots, \varphi(N)]^T \quad (13)$$

通过式(11)可得参数  $\boldsymbol{a} = [a_1, a_2, \dots, a_{m_a}]^T$  和  $\boldsymbol{\theta}_{\gamma b} = [\gamma_1 b_0, \gamma_1 b_1, \dots, \gamma_1 b_{m_b}, \gamma_2 b_0, \dots, \gamma_n b_{m_b}]^T$  的估计值为

$$\hat{\boldsymbol{a}} = [\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_{m_a}]^T \quad (14)$$

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\gamma b} = (\hat{\gamma}_1 \hat{b}_0, \hat{\gamma}_1 \hat{b}_1, \dots, \hat{\gamma}_1 \hat{b}_{m_b}, \hat{\gamma}_2 \hat{b}_0, \dots, \hat{\gamma}_n \hat{b}_{m_b}) \quad (15)$$

令  $\hat{\boldsymbol{b}} = [\hat{b}_0, \hat{b}_1, \dots, \hat{b}_{m_b}]^T$ , 假设  $\|\hat{\boldsymbol{b}}\|_2 = 1$  来保证辨识参数的唯一性<sup>[12]</sup>。为了分离得到  $\hat{\gamma}_i (i = 1, 2, \dots, n)$  和  $\hat{b}_j (j = 0, 1, 2, \dots, m_b)$ , 将  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\gamma b}$  记作:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\gamma b} = \begin{bmatrix} \hat{\gamma}_1 \hat{b}_0 & \hat{\gamma}_2 \hat{b}_0 & \dots & \hat{\gamma}_n \hat{b}_0 \\ \hat{\gamma}_1 \hat{b}_1 & \hat{\gamma}_2 \hat{b}_1 & \dots & \hat{\gamma}_n \hat{b}_1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \hat{\gamma}_1 \hat{b}_{m_b} & \hat{\gamma}_2 \hat{b}_{m_b} & \dots & \hat{\gamma}_n \hat{b}_{m_b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{b}_0 \\ \hat{b}_1 \\ \vdots \\ \hat{b}_{m_b} \end{bmatrix} [\hat{\gamma}_1, \hat{\gamma}_2, \dots, \hat{\gamma}_n] = \hat{\boldsymbol{b}} \hat{\boldsymbol{\gamma}}^T \quad (16)$$

因为  $\text{rank}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\gamma b}) = 1$ , 根据文献[19]知:若矩阵  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{ab} \in \mathbf{R}^{m \times n}$ , 则存在正交矩阵  $\boldsymbol{U} = [u_1, \dots, u_m] \in \mathbf{R}^{m \times m}$  和

$$\boldsymbol{V} = [v_1, \dots, v_m] \in \mathbf{R}^{n \times n}, \text{ 使 } \begin{cases} \hat{\boldsymbol{\theta}}_{ab} = \boldsymbol{U} \boldsymbol{\Sigma} \boldsymbol{V}^T \\ \boldsymbol{\Sigma} = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_p) \\ p = \min\{m, n\} \end{cases}$$

其中  $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_p \geq 0$ 。可得  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\gamma b}$  可完全奇异值分解为

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\gamma b} = \boldsymbol{U} \boldsymbol{\Sigma} \boldsymbol{V}^T \quad (17)$$

式中:  $\boldsymbol{U} = [u_1, \dots, u_{m_b}] \in \mathbf{R}^{m_b \times m_b}$ ;  $\boldsymbol{V} = [v_1, \dots, v_n] \in \mathbf{R}^{n \times n}$ ;  $\boldsymbol{\Sigma} = \text{diag}\{\sigma_1, \dots, \sigma_s\} \in \mathbf{R}^{m_b \times n}$ ,  $s = \min\{m_b, n\}$ 。且

$$\|\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\gamma b} - \sigma_1 u_1 v_1^T\|_2 = \sigma_2 \quad (18)$$

根据  $\sigma_1 u_1 v_1^T = (u_1)(v_1 \sigma_1)^T$ , 由定理 3.1 和 3.2<sup>[14]</sup>:若  $\hat{\boldsymbol{\theta}} = \boldsymbol{W} \boldsymbol{\Sigma} \boldsymbol{V}^T$ ,  $\boldsymbol{\Sigma} = \text{diag}\{\sigma_1, \dots, \sigma_s\} \in \mathbf{R}^{s_1 \times s_2}$ ,  $\boldsymbol{W} = [\omega_1, \dots, \omega_{s_1}] \in \mathbf{R}^{s_1 \times s_1}$ ,  $\boldsymbol{V} = [v_1, \dots, v_{s_2}] \in \mathbf{R}^{s_2 \times s_2}$ ,  $s = \{s_1, s_2\}$ , 有  $\hat{\boldsymbol{\eta}}^{< \cdot >} = \omega_i$ ,  $\hat{\boldsymbol{\xi}}^{< \cdot >} = \sigma_i v_i$ 。则可得:

$$\hat{\boldsymbol{b}} = u_1 \quad (19)$$

$$\hat{\boldsymbol{\gamma}}^T = v_1 \sigma_1 \quad (20)$$

式中:  $u_1 \in \mathbf{R}^{m_b \times 1}$ ,  $v_1 \in \mathbf{R}^{1 \times n}$  分别为矩阵  $\boldsymbol{U}$ 、 $\boldsymbol{V}$  的第一列。

通过式(14)、(19)、(20)可辨识出  $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n$ ,  $a_1, a_2, \dots, a_{m_a}, b_0, b_1, \dots, b_{m_b}$ 。

与将线性部分和非线性部分分别辨识的方法相比,本文通过参数重组、矩阵扩围、最小二乘、奇异值分解组合方法,同时辨识了非线性和线性部分的参数,并证明了参数是无偏估计,辨识精度高。

### 3 实验验证

为验证该方法的有效性,对压电执行器 PZT-752.21C(PI 公司产品)的迟滞特性建模。该执行器在输入电压 0~100 V 下,额定位移为 0~25 mm,采样频率为 1 000 Hz,实验平台如图 3 所示。使用改进的粒子群优化算法得出 MDHO 参数值<sup>[15]</sup>,迟滞非线性部分用 4 个 MDHO 加权叠加得到,表 1 为类 Hammerstein 模型参数辨识的结果。图 4 为类 Hammerstein 模型对实际系统的辨识效果。

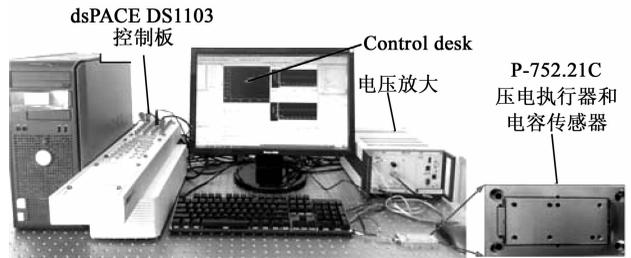


图 3 实验平台

表 1 类 Hammerstein 模型辨识参数

$\gamma_1$	$\gamma_2$	$\gamma_3$	$\gamma_4$
-0.525	0.474	0.526	-0.472
$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$
-3.987	5.971	-3.982	0.997
$b_0$	$b_1$	$b_2$	$b_3$
0.017	-0.006	-0.005	-0.001

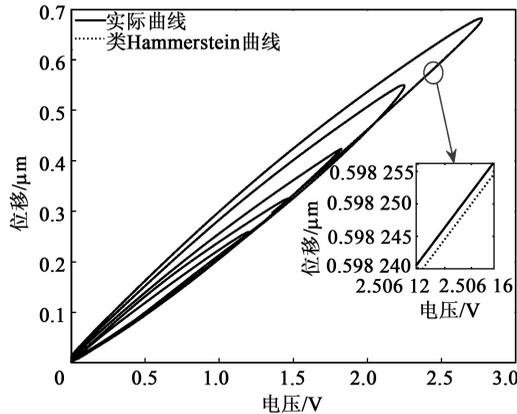


图4 类 Hammerstein 模型辨识结果

为了说明辨识结果,与包含 300 个 KP 算子的 KP 模型进行比较。图 5 为 KP 模型对实际系统的辨识效果。图 6 为两种模型的辨识误差对比。本文建立类 Hammerstein 模型辨识的最大误差为 0.010 8,绝对误差的平均值为 0.001 4,而 KP 模型的辨识最大误差为 0.020 5,绝对误差的平均值为 0.009 3。实验结果证明了该建模方法的有效性。

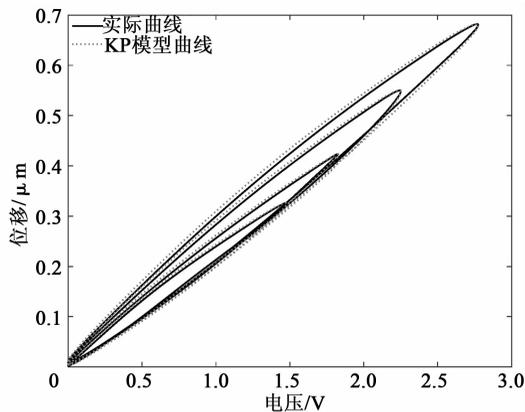


图5 KP 模型辨识结果

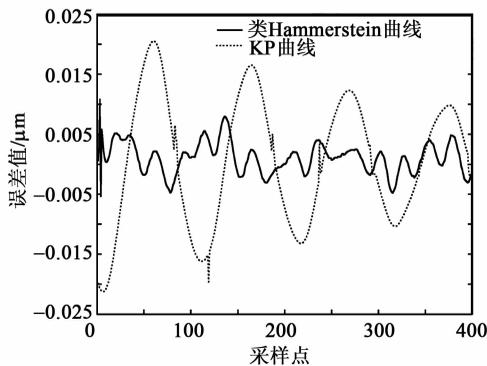


图6 KP 模型和类 Hammerstein 模型的误差

#### 4 结束语

本文建立了压电驱动器中迟滞特性的类 Ham-

merstein 模型,提出改进迟滞算子来刻画迟滞的非光滑、多值映射特性,对该算子加权叠加构成类 Hammerstein 结构的非线性部分,利用输入自回归模型表示动态线性部分。结合参数重组和最小二乘法来同时估计非线性迟滞部分和线性部分参数的乘积,然后利用奇异值分解法进行乘积项的分解来得到类 Hammerstein 模型的全部参数。改进迟滞算子构成的非线性部分结构简单,适应性好。利用参数重组、最小二乘估计和奇异值分解相结合的方法,同时辨识模型参数,辨识精度高。最后利用此方法对压电执行器的迟滞非线性进行建模,并且与 KP 模型进行了比较。

#### 参考文献:

- [1] 郭亚子,朱玉川. 压电叠堆执行器迟滞非线性建模与分析[J]. 压电与声光, 2017, 39(4):520-524.  
GUO Yazhi, ZHU Yuchuan. Modeling and analysis on hysteresis nonlinear characteristics of the piezoelectric stack actuators[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2017, 39(4):520-524.
- [2] 魏强,胡承忠,张栋,等. 压电驱动微定位工作台的建模[J]. 压电与声光, 2010, 32(2):247-250.  
WEI Qiang, HU Chengzhong, ZHANG Dong, et al. Modeling of micro-positioning stage driven by PZT[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2010, 32(2):247-250.
- [3] 王晓东,江国栋. 压电陶瓷迟滞建模及控制仿真[J]. 压电与声光, 2015, 37(6):926-929.  
WANG Xiaodong, JIANG Guodong. Hysteresis modeling and control simulation of piezoelectric ceramic[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2015, 37(6):926-929.
- [4] LI Zhi, ZHANG Xiuyu, SU Chunyi, et al. Nonlinear control of systems preceded by preisach hysteresis description: A prescribed adaptive control approach[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2015, 24(2):451-460.
- [5] CHEN Peng, BAI Xianxu, QIAN Lijun, et al. An approach for hysteresis modeling based on shape function and memory mechanism[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2018, 23(3):1270-1278.
- [6] GIRI F, ROCHDI Y, CHAOUI F Z, et al. Identification of Hammerstein systems in presence of hysteresis-backlash and hysteresis-relay nonlinearities[J]. Automatica, 2008, 44(3):767-775.

- [7] 范家华, 马磊, 周攀. 基于径向神经网络的压电作动器建模与控制[J]. 控制理论与应用, 2016, 33(7): 856-862.  
FAN Jiahua, MA Lei, ZHOU Pan. Modeling and control of piezoelectric actuator based on radial basis function neural network[J]. Control Theory & Applications, 2016, 33(7):856-862.
- [8] GAO Xuehui, ZHANG Chengyuan, ZHU Changsheng, et al. Identification and control for Hammerstein systems with hysteresis non-linearity [J]. IET Control Theory & Applications, 2015, 9(13):1935-1947.
- [9] 贾高欣, 王贞艳. 压电陶瓷作动器的率相关迟滞建模与内模控制[J]. 压电与声光, 2019, 41(1):136-140.  
JIA Gaoxin, WANG Zhenyan. Modeling of rate-dependent hysteresis and internal model control of piezoelectric ceramic actuators[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2019, 41(1): 136-140.
- [10] GURFIL P and FRIEDLAND B. New simple model of dynamic hysteresis[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2003, 25(3):202-216.
- [11] 王钰锋, 郭咏新, 毛剑琴. 压电作动器的率相关迟滞建模与跟踪控制[J]. 光学精密工程, 2014, 22(3): 616-625.  
WANG Yufeng, GUO Yongxin, MAO Jianqin, et al. Rate-dependent modeling and tracking control of piezoelectric actuators[J]. Opt Precision Eng, 2014, 22(3):616-625.
- [12] 贺尚红, 赵天林, 石芳. 输入输出测量噪声干扰下连续 Hammerstein 模型参数直接辨识[J]. 中国机械工程, 2012, 23(4):84-89.  
HE Shanghong, ZHAO Tianlin, SHI Fang. Direct parameter identification of continuous-time Hammerstein model with input/output measurement noises[J]. China Mechanical Engineering, 2012, 23(4):84-89.
- [13] G'OMEZ J C, BAEYENS E. Identification of multi-variable Hammerstein systems using rational orthonormal bases[C]//[S. l.]: Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control, 2000, 3: 2849-2854.
- [14] ZHANG Haitao, HU Bo, LI Linlin, et al. Distributed Hammerstein modeling for cross-coupling effect of multi-axis piezoelectric micropositioning stages [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2018, 23(6):2794-2804.
- [15] ZHAO Xinlong, WU Shuangjiang, PAN Haipeng. A hybrid model of magnetorheological dampers based on generalized hysteretic biviscous operators[J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structure, 2018, 29(14):2979-2985.
- 
- (上接第 262 页)
- [3] ZHOU Di, GUO Dan, LI Weibo, et al. Novel temperature stable high- $\epsilon_r$  microwave dielectrics in the  $\text{Bi}_2\text{O}_3$ - $\text{TiO}_2$ - $\text{V}_2\text{O}_5$  system[J]. J Am Ceram Soc, 2016, 4(23): 5357-5362.
- [4] RASE D E, ROY R. Phase equilibria in the system  $\text{BaO}$ - $\text{TiO}_2$ [J]. J Am Ceram Soc, 1955, 3:102-113.
- [5] 田彩兰. 六方钙钛矿陶瓷的晶体结构与微波介电性能研究[D]. 北京:清华大学, 2013.
- [6] MA Pianpian, GU Hui, CHEN Xiangming. Determination of 1:2 ordered domain boundaries in  $\text{Ba}[(\text{Co}, \text{Zn}, \text{Mg}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})\text{O}_3]$  dielectric ceramics[J]. J Am Ceram Soc, 2016, 99(4):1299-1304.
- [7] HAMEED I. 钙钛矿与层状钙钛矿结构微波介质陶瓷[D]. 杭州:浙江大学, 2019.
- [8] GAO Feng, LIU Jiaji, HONG Rongzi, et al. Microstructure and dielectric properties of low temperature sintered  $\text{ZnNb}_2\text{O}_6$  microwave ceramics [J]. Ceram Int, 2009, 35(7):2687-2692
- [9] SANOJ M A, RESHMI C P, VARMA M R. Finite size effect on the sinterability and dielectric properties of  $\text{ZnNb}_2\text{O}_6$ -ZBS glass composites[J]. J Am Ceram Soc, 2009, 92(11):2648-2653.
- [10] 丁耀明, 代建清. 铋酸锌系微波介质陶瓷的研究进展[J]. 材料导报, 2011, 25(3):15-19.  
DING Yaoming, DAI Jianqing. Research progress of zinc phthalate microwave dielectric ceramics[J]. Materials Review, 2011, 25(3): 15-19.
- [11] 刘佳骥. Zn-Nb-O 基微波介质陶瓷的结构与性能研究[D]. 西安:西北工业大学, 2009.
- [12] CHENG Cheinmin, LO Shihong, YANG Chengfu. The effect of CuO on the sintering and properties of  $\text{BiNbO}_4$  microwave ceramics[J]. Ceram Int, 2000, 26(1):113-117.
- [13] 沈杰, 周静, 石国强, 等.  $\text{CaTiO}_3$  基微波介质陶瓷的频率温度稳定性[J]. 物理学报, 2013(11):117702-2.  
SHEN Jie, ZHOU Jing, SHI Guoqiang, et al. Resonant frequency temperature stability of  $\text{CaTiO}_3$  based microwave dielectric ceramics [J]. Acta Phys Sin, 2013(11):117702-2.

文章编号:1004-2474(2020)02-0268-05

# 基于 SCKF 和姿态估计的 SINS/GPS 在线对准方法

张桓瑞<sup>1</sup>, 刘向龙<sup>2</sup>, 邵洪峰<sup>3</sup>

(1. 北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院, 北京 100191; 2. 交通运输部科学研究院 城市公共交通智能化交通运输行业重点实验室, 北京 100029; 3. 北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院, 北京 100191)

**摘要:** 该文提出了基于平方根容积卡尔曼滤波器和初始姿态估计的捷联惯导/全球定位系统组合在线对准方法。构建平方根容积卡尔曼滤波器来对初始姿态估计的非线性量测模型进行滤波, 估计代表初始姿态转换矩阵的罗德里格参数, 并以此求出当前时刻的姿态转换矩阵, 从而求出当前时刻准确的姿态。该文分别对制导武器系统和车载系统进行了半实物仿真。仿真结果表明, 此方法可在 25 s 左右完成在线对准。其中短距离制导武器仿真结果航向角及俯仰角误差在  $0.1^\circ$  内, 横滚角误差在  $0.3^\circ$  内; 低成本车载导航系统仿真结果航向角误差在  $0.2^\circ$  内, 俯仰角及横滚角误差在  $1^\circ$  内, 可满足制导武器及低成本民用车辆的对准需求。

**关键词:** 惯性导航; 空中对准; 全球定位系统(GPS); 姿态估计; 非线性滤波; 微机电系统(MEMS)传感器

**中图分类号:** TN967.2; V249.31 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.027

## SINS/GPS Online Alignment Method Based on SCKF and Initial Attitude Estimation

ZHANG Huanrui<sup>1</sup>, LIU Xianglong<sup>2</sup>, SHAO Hongfeng<sup>3</sup>

(1. School of Instrumentation and Optoelectronic Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China; 2. Key Laboratory of Advanced Public Transportation Science, China Academy of Transportation Sciences, Beijing 100029, China; 3. School of Instrumentation and Optoelectronic Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

**Abstract:** A SINS/GPS online alignment method based on the square root cubature Kalman filter and initial attitude estimation algorithm is proposed in this paper. The square root cubature Kalman filter is constructed to handle the nonlinear measurement model of the initial attitude which is represented with Rodrigue parameter, and the attitude transformation matrix at the current time is obtained. The semi-physical simulations of the guided weapon and the vehicle system are carried out. The results show that the online alignment can be finished within 25 s with the proposed method. The simulation results of short-range guided weapon show that the yaw and pitch angle errors are within  $0.1^\circ$  and the roll angle errors are within  $0.3^\circ$ . The simulation results of low-cost vehicle navigation system show that the yaw angle errors are within  $0.2^\circ$  and the pitch and roll angle errors are within  $1^\circ$ , which can meet the alignment requirements of guided weapons and low cost civil vehicles.

**Key words:** inertial navigation; in-flight alignment; GPS; attitude estimation; nonlinear filter; MEMS sensor

### 0 引言

随着微机电系统(MEMS)传感技术不断发展, 基于 MEMS 技术的惯性测量单元(IMU)已在小型无人机及战术武器等领域得到了广泛应用。目前, MEMS 惯性器件精度不高, 一般 MEMS 陀螺精度大多在每小时几十度到  $100^\circ$ , 因此, 微惯性测量单元(MIMU)进行空中对准时常处于大失准角状态下。目前对于大失准角下的空中对准研究主要有:

1) 对大失准角下的姿态误差模型进行研究<sup>[1-6]</sup>。

2) 基于最优估计的初始对准法(OBA)将初始对准转换为通过使用量测信息对初始姿态的最优估计问题。

2013年, 吴等<sup>[7]</sup>提出了一种基于最优估计的空中粗对准法, 但此方法对使用惯性器件精度要求较高。2017年, CHANG等<sup>[8]</sup>提出了一种基于间接卡尔曼滤波的 OBA 算法, 先使用姿态估计的方法将姿态误差缩小到小角度, 然后使用线性卡尔曼滤波进行精对准, 此方法可用于 MEMS 惯导系统, 但对准时间较长。CUI等<sup>[9]</sup>基于 OBA 法构建了非线性的量测模型来估计代表初始姿态转换矩阵的罗德里格参数, 并通过全球定位系统(GPS)提供的速度位置信息实时计算当前时刻的载体姿态。此方法使用二阶扩展卡尔曼滤波(2<sup>nd</sup>-EKF)将非线性量测模型线性化, 需要计算二阶雅克比矩阵, 计算量较大。

收稿日期: 2019-10-08

基金项目: 城市公共交通智能化交通运输行业重点实验室开放课题基金资助项目(KZ37049301)

作者简介: 张桓瑞(1994-), 男, 湖南长沙人, 硕士生, 主要从事惯性导航、组合导航、在线对准方法的研究。

本文采用 CUI 等提出的滤波模型,引进了平方根容积卡尔曼滤波来处理非线性量测模型,得到了更快的收敛速度,并保证滤波过程的稳定。

## 1 姿态估计算法

### 1.1 坐标系定义

载体坐标系( $b$ 系):坐标系原点在载体的质心, $y$ 轴为载体纵轴, $x$ 轴指向载体右侧与 $y$ 轴垂直, $z$ 轴和 $x,y$ 轴组成右手坐标系。

导航坐标系( $n$ 系):坐标系原点在载体的质心, $x$ 轴指向地理北向, $y$ 轴指向地理东向, $z$ 轴指向天向。

初始导航坐标系( $i_n$ 系):惯性坐标系与初始时刻的导航坐标系重合。

初始载体坐标系( $i_b$ 系):惯性坐标系与初始时刻的载体坐标系重合。

### 1.2 初始姿态估计方法

根据矩阵链式乘法法则, $t$ 时刻载体到导航坐

$$C_{i_n}^n(t) = \begin{bmatrix} \cos \delta\lambda & \sin L_0 \sin \delta\lambda & -\cos L_0 \sin \delta\lambda \\ -\sin L_k \sin \delta\lambda & \sin L_0 \sin L_k \cos \delta\lambda + \cos L_0 \cos L_k & -\sin L_k \cos L_0 \cos \delta\lambda + \cos L_k \sin L_0 \\ \cos L_k \sin \delta\lambda & -\sin L_0 \cos L_k \cos \delta\lambda + \cos L_0 \sin L_k & \cos L_0 \cos L_k \cos \delta\lambda + \sin L_0 \sin L_k \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $L_0, \lambda_0$ 分别为初始位置纬度、经度; $L_k, \lambda_k$ 分别为当前时刻纬度、经度; $\delta\lambda$ 为 $t$ 时间内经度变化值,且 $\delta\lambda = \lambda_k - \lambda_0 + \omega_{ie} t$ , $\omega_{ie}$ 为地球自转角速度。以上数据均可从 GPS 获取。

### 1.3 基于罗德里格参数的误差模型

要实现 $C_{i_n}^n$ 的估计,可利用 $i_n$ 和 $i_b$ 系下的比力积分关系,即

$$V^{i_n} = C_{i_b}^{i_n} V^{i_b} \quad (5)$$

式中 $V^{i_n}, V^{i_b}$ 分别为 $i_n, i_b$ 系下的比力积分所得值,且

$$V^{i_b} = \int_0^t C_{i_b}^{i_b}(t) f^b(t) dt \quad (6)$$

$$V^{i_n} = \int_0^t C_{i_n}^{i_n}(t) [\dot{v}^n + (2\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n) \times v^n - g^n] dt \quad (7)$$

式中: $f^b(t)$ 为 $t$ 时刻载体系下的比力输出; $v^n$ 为 $n$ 系下载体的加速度,可用 GPS 输出近似求得。

考虑误差可得:

$$\hat{V}^{i_b}(t_k) = V^{i_b}(t_k) + \delta V^{i_b}(t_k) \quad (8)$$

$$V^{i_n}(t_k) = C_{i_n}^{i_n} [\hat{V}^{i_b}(t_k) - \delta V^{i_b}(t_k)] \quad (9)$$

式中 $\delta V^{i_b}(t_k)$ 为误差项。

将初始姿态转换矩阵用罗德里格参数 $l$ 表示可得:

标系的姿态转换矩阵可分解成3个部分:

$$C_{i_n}^n(t) = C_{i_n}^{i_b}(t) C_{i_b}^{i_n}(t) \quad (1)$$

式中: $C_{i_n}^n(t)$ 为 $t$ 时刻,从 $i_n$ 系到 $n$ 系的姿态转换矩阵; $C_{i_b}^{i_n}$ 为从 $i_b$ 到 $i_n$ 系的姿态转换矩阵,即初始时刻姿态转换矩阵; $C_{i_b}^{i_n}(t)$ 为 $t$ 时刻,从 $b$ 系到 $i_b$ 系的姿态转换矩阵。要确定 $t$ 时刻载体的姿态只需计算出 $t$ 时刻 $C_{i_b}^{i_n}(t), C_{i_b}^{i_n}, C_{i_n}^n(t)$ 即可。

$C_{i_b}^{i_n}(t)$ 仅与载体自身转动有关,易得 $C_{i_b}^{i_n}(t)$ 阵的递推形式为

$$\begin{cases} C_{i_b}^{i_n}(t_k) = C_{i_b}^{i_n}(t_{k-1}) C_{b(i_k)}^{i_b(i_{k-1})} \\ C_{i_b}^{i_n}(0) = I \end{cases} \quad (2)$$

式中 $C_{b(i_k)}^{i_b(i_{k-1})}$ 为从 $t_k$ 时刻到 $t_{k-1}$ 时刻的 $b$ 系的姿态转动,可用陀螺仪测量的惯性角速率来表示,由于陀螺仪采样频率很高,故可将此转动近似为小角度,则:

$$C_{b(i_k)}^{i_b(i_{k-1})} = [I - (-\omega_b(t_k)) \times] \quad (3)$$

$C_{i_n}^n(t)$ 是由地球转动及载体相对于地球的运动速率引起的,且

$$C_{i_b}^{i_n} = [I + (l \times)]^{-1} [I - (l \times)] \quad (10)$$

将式(10)代入式(9)整理可得:

$$\hat{V}^{i_b}(t_k) - V^{i_n}(t_k) = [\hat{V}^{i_b}(t_k) + V^{i_n}(t_k)] \times l + l \times \delta V^{i_b}(t_k) + \omega_{i_k} \quad (11)$$

式中 $\omega_{i_k}$ 为随机误差。令 $D_{i_k} = \hat{V}^{i_b}(t_k) - V^{i_n}(t_k)$ ,

$S_{i_k} = \hat{V}^{i_b}(t_k) + V^{i_n}(t_k)$ 有:

$$D_{i_k} = S_{i_k} \times l + l \times \delta V^{i_b}(t_k) + \omega_{i_k} \quad (12)$$

式(12)即为关于初始罗德里格参数的量测方程,此方程为非线性方程。估计出最优的罗德里格参数后,可通过式(10)求得初始姿态转换矩阵,从而求出当前时刻的姿态转换矩阵。

假定 $\hat{C}_{i_b}^{i_n}$ 的误差仅由陀螺漂移引起,并且假定 $i_b$ 系下的失准角 $\phi^b$ 在每一时刻为小角度,则可得:

$$\hat{C}_{i_b}^{i_n} = [I - (\phi^b \times)] C_{i_b}^{i_n} \quad (13)$$

假定陀螺加速度计的误差模型分别如下:

$$\hat{\omega}^b = \omega^b + \epsilon^b + \omega_g^b \quad (14)$$

$$\hat{f}^b = f^b + \nabla^b + \omega_a^b \quad (15)$$

式中 $\omega_g^b, \omega_a^b$ 分别为陀螺与加速度计输出中的随机误差。将式(13)左、右求导,并代入式(14)整理可得:

$$\begin{cases} \dot{\phi}^b = -\hat{C}_{i_b}^{i_n} (\epsilon^b + \omega_g^b) \\ \phi^b(0) = 0 \end{cases} \quad (16)$$

由式(6)、(8)可得:

$$\hat{V}^{i_b} = \int_0^t \hat{C}_b^{i_b} \hat{f}^b dt \quad (17)$$

将式(17)左、右两边对  $t$  求导,代入式(13)、(15)可得:

$$\begin{cases} \delta \dot{V}^{i_b} = -\hat{f}^{i_b} \times \varphi^{i_b} + \hat{C}_b^{i_b} (\nabla^b + \omega_a^b) \\ \delta \dot{V}^{i_b}(0) = 0 \end{cases} \quad (18)$$

$C_b^{i_b}$  为一常值矩阵,故其罗德里格参数的变化率为0,即:

$$\dot{l} = 0 \quad (19)$$

惯组陀螺加速度的常值误差微分为0有:

$$\dot{\nabla}^b = 0 \quad (20)$$

$$\dot{\varepsilon}^b = 0 \quad (21)$$

式(16)、(18)~(21)为误差方程。令容积卡尔曼滤波器状态向量  $\mathbf{X} = [l \quad \varphi^{i_b} \quad \delta V^{i_b} \quad \varepsilon^b \quad \nabla^b]^T$ , 则在线对准模型的矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} \dot{l} \\ \dot{\varphi}^{i_b} \\ \delta \dot{V}^{i_b} \\ \dot{\varepsilon}^b \\ \dot{\nabla}^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & -\hat{C}_b^{i_b} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & -\hat{f}^{i_b} \times & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \hat{C}_b^{i_b} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} l \\ \varphi^{i_b} \\ \delta V^{i_b} \\ \varepsilon^b \\ \nabla^b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ -\hat{C}_b^{i_b} \omega_g^b \\ \hat{C}_b^{i_b} \omega_a^b \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \quad (22)$$

## 2 平方根容积卡尔曼滤波器

一般离散非线性系统为

$$\begin{cases} x_k = f(x_{k-1}) + \Gamma_k \omega_{k-1} \\ z_k = h(x_{k-1}) + v_k \end{cases} \quad (23)$$

式中:  $x_k$  为  $k$  时刻估计状态量;  $f$  为  $k-1$  时刻到  $k$  时刻的状态转移函数;  $\Gamma_k$  为噪声驱动函数;  $\omega_{k-1}$  为  $k-1$  时刻的随机噪声;  $z_k$  为  $k$  时刻量测量;  $h$  为量测函数;  $v_k$  为量测噪声。

$$I(f) = \int_{R^n} f(x) \exp(-\mathbf{x}^T \mathbf{x}) dx \quad (24)$$

式(24)积分可使用 Spherical-Radial 容积准则来进行计算,对于一般高斯分布有<sup>[10]</sup>:

$$\int_{R^n} f(x) N(x; \mathbf{u}, \Sigma) dx = \int_{R^n} f(\sqrt{\Sigma}^{-1} x + \mathbf{u}) \cdot N(x; 0, \mathbf{I}) dx = \sum_{i=1}^m \omega_i f(\sqrt{\Sigma}^{-1} \xi_i + \mathbf{u}) \quad (25)$$

式中:  $\omega_i = \frac{1}{m}$ ,  $m = 2n$ ;  $\xi_i = \sqrt{\frac{m}{2}} [1]_i$  ( $i = 1, \dots, m$ ),  $[1]$  表示第  $i$  个元素为1、其余元素均为0的  $m$  维列向量。

平方根容积卡尔曼滤波算法过程如下:

1) 初始化。

$$S_{k-1} = \text{chol}(P_{k-1}) \quad (26)$$

2) 时间更新。

a. 构造容积点:

$$X_{i,k-1|k-1} = S_{k-1} \xi_i + x_{k-1} \quad (27)$$

b. 用状态方程传播容积点:

$$X_{i,k|k-1}^* = f(X_{i,k-1|k-1}) \quad (28)$$

c. 估计  $k$  时刻的状态一步预测值:

$$x_{k|k-1} = \sum_{i=1}^m \omega_i X_{i,k|k-1}^* \quad (29)$$

d. 计算误差协方差平方根的一步预测:

$$X_{k|k-1}^* = [\sqrt{\omega_i} (X_{i,k|k-1}^* - x_{k|k-1})]_{i=1}^m \quad (30)$$

$$S_{k|k-1} = \text{qr}(X_{k|k-1}^* \quad S_{Q_k}) \quad (31)$$

3) 量测更新。

a. 使用误差协方差平方根的一步预测构造容积点:

$$X_{i,k|k-1} = S_{k|k-1} \xi_i + x_{k|k-1} \quad (32)$$

b. 使用量测方程传播容积点:

$$Z_{i,k|k-1}^* = h(X_{i,k|k-1}) \quad (33)$$

c. 计算量测量的一步预测值:

$$z_{k|k-1} = \sum_{i=1}^m \omega_i Z_{i,k|k-1}^* \quad (34)$$

d. 计算量测自相关协方差的平方根:

$$Z_{k|k-1}^* = [\sqrt{\omega_i} (Z_{i,k|k-1}^* - z_{k|k-1})]_{i=1}^m \quad (35)$$

$$S_{z,z,k|k-1} = \text{qr}(Z_{k|k-1}^* \quad S_{R_k}) \quad (36)$$

e. 计算状态和量测互相关协方差的平方根:

$$\chi_{k|k-1} = [\sqrt{\omega_i} (X_{i,k|k-1} - x_{k|k-1})]_{i=1}^m \quad (37)$$

$$P_{xz,k|k-1} = \chi_{k|k-1} (Z_{k|k-1}^*)^T \quad (38)$$

f. 计算  $k$  时刻的滤波增益:

$$W_k = P_{xz,k|k-1} / [S_{z,z,k|k-1} \cdot (S_{z,z,k|k-1})^T] \quad (39)$$

g. 计算  $k$  时刻的状态估计值:

$$x_k = x_{k|k-1} + W_k (z_k - z_{k|k-1}) \quad (40)$$

h. 计算  $k$  时刻的误差协方差平方根:

$$S_k = \text{qr}(\chi_{k|k-1} - W_k Z_{k|k-1}^* \quad W_k S_{R_k}) \quad (41)$$

图1为本文提出方法流程图。 $t$ 时刻,首先通过惯导系统输出载体坐标系下角速率  $\hat{\omega}^b$  计算出从载体坐标系到初始载体坐标系的  $C_b^{i_b}$ , 随后利用  $C_b^{i_b}$  和加速度计输出  $\hat{f}^b$  计算出在  $i_b$  系下的比力积分

$\hat{V}^{ib}$ ;同时利用 GPS 输出的位置信息可求出从初始导航坐标系到导航坐标系的姿态转换矩阵  $C_{i_n}^n$ ,利用 GPS 输出速度  $v^n$  和  $C_{i_n}^n$  可计算出  $i_n$  系下的  $V^{i_n}$ ,将  $\hat{V}^{ib}$  与  $V^{i_n}$  之差作为平方根容积卡尔曼滤波器的量测

值估计出代表  $C_{i_b}^{i_n}$  的罗德里格参数,从而求出  $C_{i_b}^{i_n}$ 。再将  $C_{i_b}^{i_n}$  与  $C_{i_n}^n$  及  $C_b^{i_n}$  相乘可得  $t$  时刻由载体坐标系到导航坐标系的姿态转换矩阵从而求得当前时刻载体的姿态。

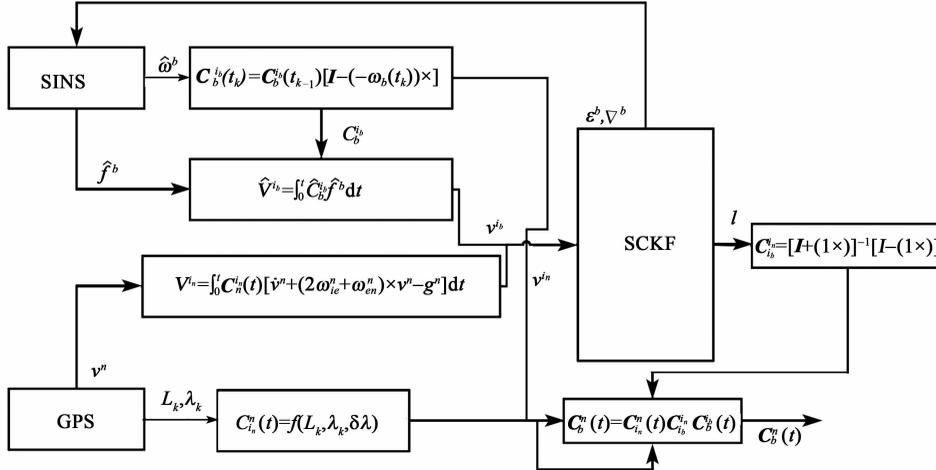


图 1 方法流程图

### 3 半实物仿真结果

为验证此方法对低成本战术武器和民用车辆导航的有效性,本文对以上两种情况分别进行了半实物仿真。采集了 MTI-3 MEMS 惯导的随机噪声数据,并将其加入预设轨迹数据中。MTI-3 MEMS 惯导参数如表 1 所示。

表 1 MTI-3 MEMS 惯导参数 ( $g=9.8 \text{ m/s}^2$ )

	加速度计	陀螺
响应范围	$-16g \sim +16g$	$(-2000 \sim +2000) (^{\circ})/s$
采样频率	100 Hz	100 Hz
零偏	3 mg	$0.15 (^{\circ})/s$
零偏稳定性	0.03 mg	$10 (^{\circ})/h$
噪声密度	$120 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.07 [(^{\circ})/(s \cdot \text{Hz}^{-1/2})]$

仿真过程中的参数设置如下:

陀螺漂移  $\epsilon_j = 100 (^{\circ})/h$ ,加速度计偏置  $\nabla_j = 3 \text{ mg}$ ,GPS 速度误差  $w_m = [0.1 \ 0.1 \ 0.1]$ , $Q$  值设置与表 1 中参数一致。平方根容积卡尔曼滤波器初始参数设置为

$$P_0 = \text{diag}([P_l, P_{\phi^{j_b}}, P_{\delta v^{j_b}}, P_{\epsilon}, P_{\nabla}]) \quad (42)$$

式中: $j=1,2,3$  表示罗德里格参数等向量的三个维度; $P_{l_j} = (1)^2$ ;  $P_{\phi^{j_b}} = (1 \times 10^{-4})^2$ ;  $P_{\delta v^{j_b}} = (0.1 \text{ m/s})^2$ ;  $P_{\epsilon_j} = [100 (^{\circ})/h]^2$ ;  $P_{\nabla_j} = (3 \text{ mg})^2$  ( $g=9.8 \text{ m/s}^2$ );  $R = \text{diag}([0.1 \ 0.1 \ 0.1]^2)$ 。

通常,短距离制导武器的飞行时间在 60 s 内,

飞行距离在 20 km 内。根据短距离制导武器轨迹特性,半实物仿真使用的轨迹姿态与速度变化如图 2、3 所示。初始姿态估计结果如图 4、5 所示。

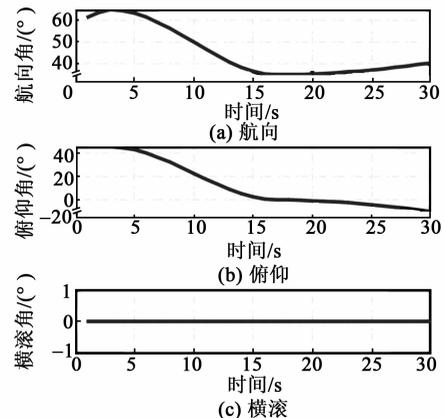


图 2 制导武器仿真轨迹姿态变化

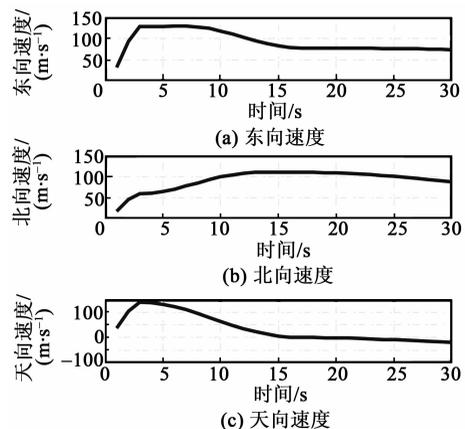


图 3 制导武器仿真轨迹速度变化

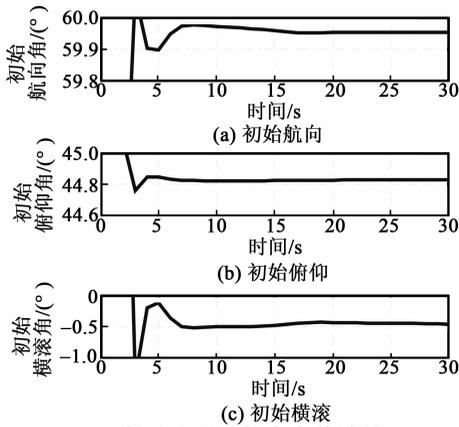


图4 制导武器初始姿态估计结果

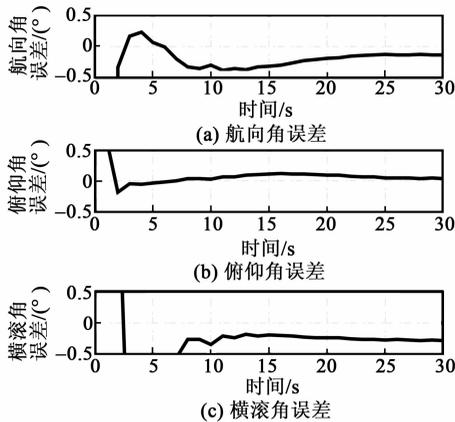


图5 制导武器姿态误差

由图4可看出,对3个初始姿态角的估计均在10 s内完成收敛。其中航向角估计误差在 $0.1^\circ$ 内;俯仰角估计误差在 $0.2^\circ$ 内;横滚角误差在 $0.5^\circ$ 内。由图5可看出,本文方法可在25 s内完成姿态角的估计航向角和俯仰角的误差均在 $0.1^\circ$ 内,横滚角误差在 $0.3^\circ$ 内。

对于低成本民用车辆导航,设置了如下半实物仿真轨迹进行验证。图6为车辆东向、北向速度及航向角变化示意图。其中15~25 s为匀加速直线运动,故

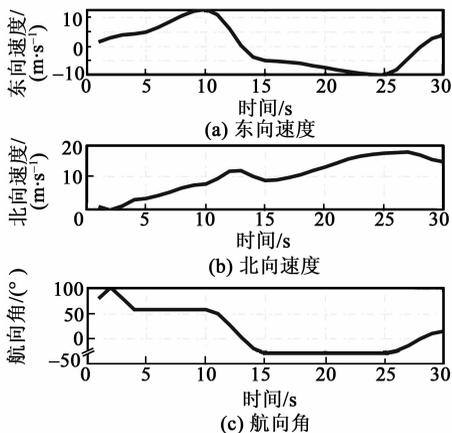


图6 车辆仿真速度航向变化

东、北向速度发生变化但航向角未发生改变。

图7为车辆仿真初始姿态估计结果。由图可知,对3个初始姿态角的估计均在15 s内完成收敛。其中航向角估计误差在 $1^\circ$ 内;俯仰角估计误差在 $0.5^\circ$ 内;横滚角误差在 $0.5^\circ$ 内。图8车辆仿真姿态误差。由图可看出,在30 s内,航向角误差在 $0.2^\circ$ 内,俯仰角和横滚角误差在 $1^\circ$ 内,可满足低成本民用车辆的对准需求。

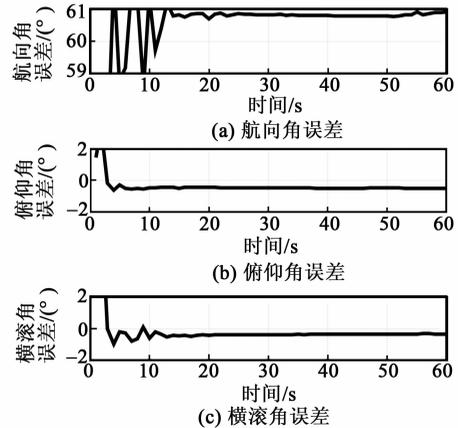


图7 车辆仿真初始姿态估计结果

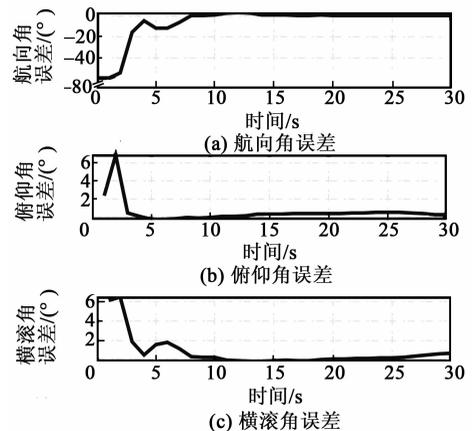


图8 车辆仿真姿态误差

### 4 结束语

本文提出了基于平方根容积卡尔曼滤波器和姿态估计法的SINS/GPS在线对准方法,并针对短距离制导武器及低成本车载导航系统进行了半实物仿真。该方法可在25 s左右完成在线对准,其中短距离制导武器仿真结果航向角及俯仰角误差在 $0.1^\circ$ 内,横滚角误差在 $0.3^\circ$ 内;低成本车载导航系统仿真结果航向角误差在 $0.2^\circ$ 内,俯仰角及横滚角误差在 $1^\circ$ 内,可以满足制导武器及低成本民用车辆的对准需求。

# 斐索干涉仪中压电陶瓷的非线性校正

王芳<sup>1</sup>, 卢庆杰<sup>1</sup>, 韩森<sup>1,2</sup>

(1. 上海理工大学 光电信息与计算机工程学院, 上海 200093; 2. 苏州慧利仪器有限责任公司, 江苏 苏州 215123)

**摘要:**相移器是斐索干涉仪的核心部件,其关键为压电陶瓷(PZT)致动器,而其迟滞非线性特性严重影响了相移精度,对光学元件的形貌检测造成不利影响。该文首先设计了PZT的控制系统,利用National Instruments(NI)动态数据采集设备(PCIe-6321)、LabVIEW系统及电压放大器组成电压驱动系统产生驱动信号,利用电阻式应变仪、惠斯通电桥作为位移传感器采集位移;其次,提出了一种多项式模型及基于PZT传递函数的前馈开环校正算法对PZT进行建模及校正;最后,在实验系统上对该算法进行了验证。实验结果表明,校正后,相移器的相移误差可被改善,校正前、后位移差小于10%。该系统可有效校正非线性,从而降低非线性相移对测量结果的影响,满足检测光学元件面形的高精度要求。

**关键词:**斐索干涉仪;相移器;传递函数;前馈开环;非线性

**中图分类号:**TM282;TH741 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.028

## Nonlinear Correction of Piezoelectric Ceramic in Fizeau Interferometer

WANG Fang<sup>1</sup>, LU Qingjie<sup>1</sup>, HAN Sen<sup>1,2</sup>

(1. School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China;  
2. Suzhou H & L Instruments LLC, Suzhou 215123, China)

**Abstract:** The phase shifter is the core component of Fizeau interferometer and the key component is piezoelectric ceramic actuator. However, the piezoelectric ceramic actuator has hysteresis and nonlinear characteristics which seriously affects the precision of the phase shifter and adversely affects the surface shape detection of optical components. Therefore, a control system of PZT is designed, which uses the National Instruments (NI) dynamic data acquisition equipment (PCIe-6321), LabVIEW system and voltage amplifier to form a voltage drive system to generate drive signals, and uses the resistance strain gauge and Wheatstone bridge as the displacement sensor to collect the displacement. Secondly, a polynomial model is established and a feedforward open-loop correction algorithm based on the PZT transfer function are proposed to model and correct the PZT. Finally, the algorithm was verified on the experimental system. The experimental results show that the phase shift error of the phase shifter can be improved, and the difference between uncorrected and corrected displacement is less than 10%. The system can effectively correct the hysteresis nonlinear characteristic of piezoelectric ceramic actuator, so as to reduce the influence of nonlinear phase shift on the measurement results and meet the high precision requirements of detecting optical element surface shape and system.

**Key words:** Fizeau interferometer; phase shifter; transfer function; feedforward open-loop; nonlinearity

## 0 引言

目前,高精密元件和高性能光学系统在科学研究和生产工程领域发挥了重要作用,而先进的检测技术和高端的检测仪器对光学元件和光学系统的制造及使用尤为重要。光学干涉测量技术是现代最精密的测试技术之一,它能快速、准确地完成对光学元

件面形与系统的检测。相移干涉测量技术的基本概念是通过采集一组相移干涉图,精确地提取干涉图的相位<sup>[1-4]</sup>。压电陶瓷(PZT)致动器相移法通常被使用,即利用PZT在电压的驱动下产生位移形变的特性,使用其作为相移产生装置。但由于PZT具有严重的迟滞非线性,直接导致相邻帧干涉图之间的

收稿日期:2019-10-15

基金项目:国家重点研发计划基金资助项目(2016YFF0101903)

作者简介:王芳(1991-),女,河南开封人,博士生,主要从事压电陶瓷致动器控制的研究。通信作者:韩森(1961-),男,黑龙江哈尔滨人,教授,博士生导师,主要从事光学干涉计量的研究。

相移量为非线性,从而提取的相位将携带误差,影响着干涉仪的测量结果。针对PZT的迟滞非线性问题,国内外学者已大量研究了迟滞模型(目前较成熟的模型主要有Preisach模型、Duhem模型及Maxwell模型等<sup>[5-11]</sup>)及控制方法(主要有基于迟滞模型的前馈控制法、不基于迟滞模型的PID反馈控制法及前馈控制与反馈控制相结合的混合控制方法等<sup>[12-13]</sup>)。

针对斐索干涉仪相移器的迟滞非线性特性,本文设计了一种基于PZT传递函数的前馈开环校正法的控制系统来校正PZT的迟滞非线性,该方法不存在反馈回路,简单有效。整个控制系统包括电压驱动系统和位移采集系统。PZT传递函数是通过PZT的输入功能函数和输出功能函数的关系来描述PZT的固有属性,然后通过结合PZT的固有属性及PZT的理想输出位移可得到PZT理想的输入电压,最终完成PZT的非线性校正。

## 1 系统设计

### 1.1 相移误差产生的相位误差

根据双光束干涉理论,干涉场中的光强分布<sup>[14]</sup>可表示为

$$I(x, y) = I_{dc}(x, y) + I_{ac}(x, y) \cos[\varphi(x, y) + \delta_n] \quad (n = -1, 0, 1, 2, 3) \quad (1)$$

式中:  $I(x, y)$  为测得的每帧干涉图像每个像素点的光强;  $I_{dc}(x, y)$  为光强的偏移量;  $I_{ac}(x, y)$  为调制光强峰谷值的一半;  $\varphi(x, y)$  为参考波前与被测波前的相位差;  $\delta_n$  为相移量。

测量时可得到每帧干涉图像每个像素点的光强。其中  $\varphi(x, y)$ ,  $I_{dc}(x, y)$ ,  $I_{ac}(x, y)$  均是未知的,因此,至少需要3个干涉图才能决定在不同图像间的相位变化  $\varphi(x, y)$ 。本文采用五步相移算法及相移量为  $\pi/2$  的方法来获取  $\varphi(x, y)$ , 且

$$\begin{cases} \delta_n = (n-1) \frac{\pi}{2} & (n = -1, 0, 1, 2, 3) \\ \varphi(x, y) = \arctan \left[ \frac{2(I_2 - I_4)}{2I_3 - I_5 - I_1} \right] \end{cases} \quad (2)$$

式中  $I_1 \sim I_5$  为每步相移后测得的光强强度。

根据  $\delta_n$  与 PZT 位移量  $\Delta L$  之间的关系, 则式(1)可表示为

$$I(x, y) = I_{dc}(x, y) + I_{ac}(x, y) \cdot \cos \left[ \frac{4\pi}{\lambda} (L(x, y) + \Delta L) \right] \quad (3)$$

由式(3)可知, PZT 的非线性位移将导致非等步长的相移改变量, 进而产生相位误差。

相位误差  $\sigma_\varphi$  可表示为

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{I_{ac}^2(x, y) \sigma_\delta^2}{(2I_2 - 2I_4)^2 + (2I_3 - I_5 - I_1)^2} \cdot (A + B + C) \quad (4)$$

式中:  $\lambda = 632.8 \text{ nm}$  为激光干涉仪的波长;  $\Delta L_1$ ,  $\Delta L_2$ ,  $\Delta L_3$ ,  $\Delta L_4$ ,  $\Delta L_5$  为 PZT 每步的位移量。

$$A = \sin^2 \varphi \left\{ \sin^2 \left[ \frac{4\pi}{\lambda} (L + \Delta L_1) \right] + \sin^2 \left[ \frac{4\pi}{\lambda} (L + \Delta L_5) \right] \right\} \quad (5)$$

$$B = 4 \cos^2 \varphi \left\{ \sin^2 \left[ \frac{4\pi}{\lambda} (L + \Delta L_2) \right] + \sin^2 \left[ \frac{4\pi}{\lambda} (L + \Delta L_4) \right] \right\} \quad (6)$$

$$C = 4 \sin^2 \varphi \sin^2 \left[ \frac{4\pi}{\lambda} (L + \Delta L_3) \right] \quad (7)$$

根据以上分析, 相位误差可通过移相误差求得, 进而可求得被测表面形貌的高度 ( $h$ ) 误差及峰谷 ( $PV$ ) 与起伏高度均方根误差 ( $RMS$ ), 分别表示为

$$\Delta h = \frac{\lambda}{4\pi} \Delta \varphi \quad (8)$$

$$\Delta PV = \Delta h_{\max} - \Delta h_{\min} \quad (9)$$

$$\Delta RMS = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\Delta h_i - \sum_{i=1}^N \Delta h_i / N)^2}{N-1}} \quad (10)$$

### 1.2 实验系统

由于相位误差引起高度 ( $h$ ) 误差, 而相位误差是由 PZT 移相误差引起的, 因此有必要提出一种控制系统和方法来校正 PZT 的迟滞非线性。实验研究对象 PZT 作为斐索 (Fizeau) 干涉仪相移器的关键部件, 推动参考镜移动, 进而产生光程差。图 1 为斐索 (Fizeau) 型干涉仪的实验平台。

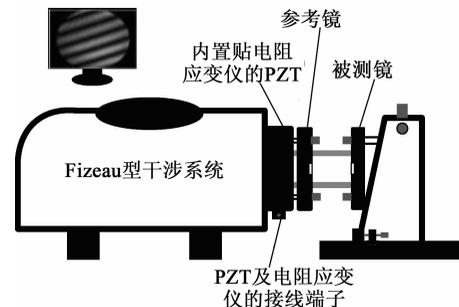


图1 斐索型干涉仪实验平台

1.2.1 实验装置

图 2 为实验控制系统框图。实验系统采用矩形压电陶瓷叠层致动器作为驱动源。该 PZT 内部集成了电阻应变仪,最大输入电压 150 V,行程 10 μm,电阻应变仪的固有阻值为 1 kΩ。数据采集设备使用 NI 公司数据采集卡(PCIe-6321)和连接器(SCB-68A),主要作用是与 LabVIEW 系统结合产生 PZT 的驱动电压信号及与位移传感器、LabVIEW 系统结合获取 PZT 的输出位移。电压放大器采用压电控制器(XE-650. OA),放大倍率为 12.5,主要作用是放大 PZT 的驱动电压信号。位移传感器是一个单臂惠斯通桥式电路,其中内置于 PZT 的电阻应变仪为其中的 1 个臂,其余 3 个臂的阻值均为 1 kΩ,电阻精度均为 1%。位移传感器采用 5 V 直流电压供电,采用 MATLAB 软件平台设计前馈开环校正算法程序,对采集到的位移数据进行处理,最终求出 PZT 理想的驱动电压值。

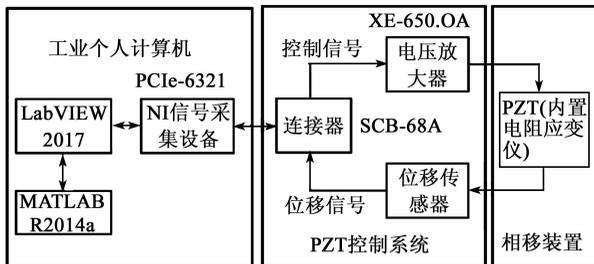


图 2 PZT 控制系统

1.2.2 PZT 位移非线性校正控制算法

为了补偿 PZT 非线性特性产生的相位误差,提出了一种前馈开环控制模型校正 PZT 的非线性特性,开环控制思想参考文献[12],即将 PZT 的传递函数模型串联在 PZT 之前,使 PZT 输入与输出呈线性关系。

输入电压  $V_{in}(t)$  是已知的 PZT 驱动电压,根据干涉仪的测量要求,通过计算机、NI 数据采集设备、LabVIEW 系统及电压放大器产生,  $V_{in}(t)$  可表示为

$$V_{in}(t) = kt \tag{11}$$

式中  $k$  为常数,根据干涉仪的测量要求设置  $k$  值。

当 PZT 被驱动后,可得其输出位移  $X_{out}(t)$ ,对  $X_{out}(t)$  信号进行多项式拟合处理,则

$$X_{out}(t) = \sum_{p=0}^P a_p t^p \tag{12}$$

式中:  $p \in (0, P), P \geq 1; t \in (t_m, t_{m+1}), m = 0, 1, 2, \dots; a_p, P, t_m, t_{m+1}$  均为常数。

如果 PZT 的功能参数未知,则  $V_{in}(t)$  与  $X_{out}(t)$  间的关系为

$$X_{out}(t) = o(V_{in}(t)) \tag{13}$$

式中  $o$  为函数关系的表示符号。

同时理想的输出位移可表示为

$$X_{ideal}(t) = at + b \tag{14}$$

式中  $a, b$  是常数,且  $a, b$  根据干涉仪测量要求设定其数值。

针对同一个 PZT,其新的理想输入电压  $V_{ideal}(t)$  与  $X_{ideal}(t)$  间的关系可表示为

$$X_{ideal}(t) = o(V_{ideal}(t)) \tag{15}$$

根据式(13)~(15)可得:

$$V_{ideal}(t) = \sum_{q=0}^Q K_q t^q \tag{16}$$

式中  $K_q, Q$  是常数,且  $Q > 1$ 。

1.3 实验结果

1.3.1 线性校正 PZT 的位移

实际中,针对干涉仪利用五步相移算法对光学样品进行表面三维形貌测量时,只使用到三角波驱动电压的正向电压驱动 PZT 推动参考镜产生相移,所以,此实验研究对象针对三角波驱动电压的正向电压,并对产生的位移进行线性校正。

在 1.2 节实验系统的基础上,系统产生幅值为 100 V,频率为 0.5 Hz 的周期三角波信号作为 PZT 的驱动电压。系统的采样速率为 0.5 kSPS。在系统驱动 PZT 时,同步采集 PZT 的位移数据并存储。取出 PZT 半个周期的位移增长数据,利用 MATLAB 软件平台以及 1.2.2 节介绍的开环控制算法,可得到 PZT 产生理想位移所需理想驱动电压。然后将 MATLAB 计算出的驱动电压值用来重新驱动 PZT,系统再次采集 PZT 的位移数据,校正流程如图 3 所示。图 4 为 PZT 位移校正前、后的驱动电压值。图 5 为 PZT 校正前、后的位移值。

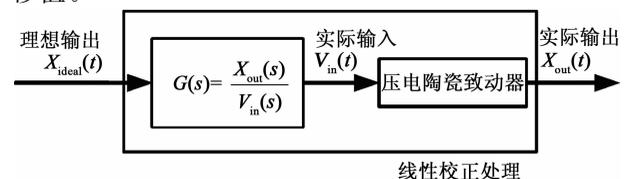


图 3 非线性校正控制算法框图

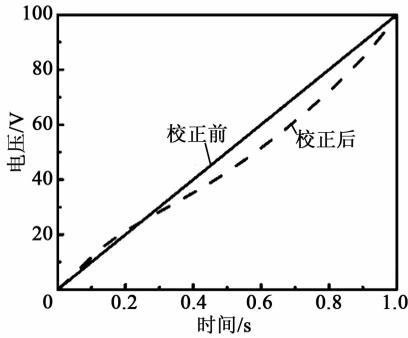


图4 PZT 校正前、后的驱动电压

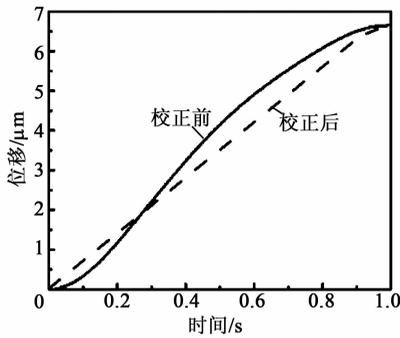


图5 PZT 校正前、后的位移

图6为PZT校正前、后的驱动电压差及位移差。由图可看出,PZT校正前、后输出与输入函数呈反函数关系。

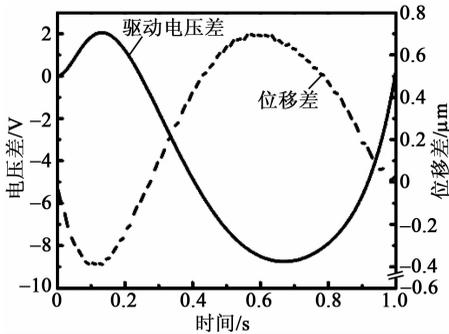


图6 PZT 校正前、后的驱动电压差与位移差

干涉仪激光波长  $\lambda = 632.8 \text{ nm}$  时,由  $\delta = \frac{4\pi L}{\lambda}$  可求出相移系统的移相值,如图7所示。PZT校正

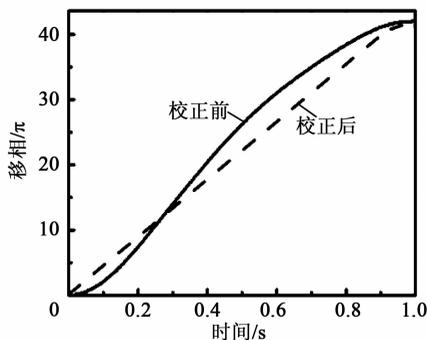


图7 PZT 校正前、后相移器的移相

后,相移器的移相轨迹为直线。

### 1.3.2 相位误差与高度误差的模拟

图8为PZT校正前、后系统的相位误差。图9为PZT校正前、后系统的高度误差。校正前,MATLAB软件编程产生32个相位值,以及5个相移误差值,系统将会产生最大相位误差为  $9.85 \times 10^{-6} \text{ rad}$ ,高度误差为  $4.96 \times 10^{-4} \text{ nm}$ 。校正后,PZT的位移轨迹为线性,在相同时间间隔内可实现每步的相移量固定为  $\pi/2$ ,相位误差及高度误差可被改善。

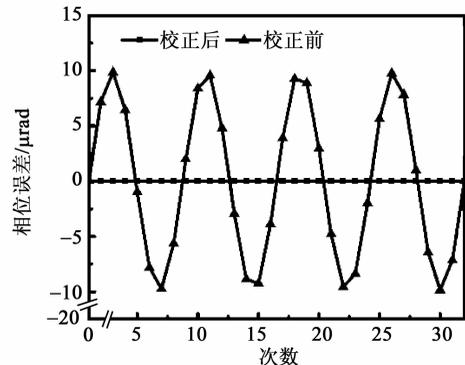


图8 PZT 校正前、后系统的相位误差

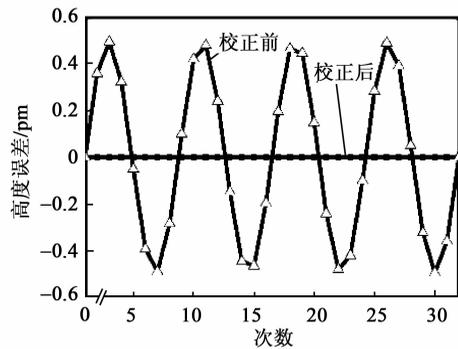


图9 PZT 校正前、后系统的高度误差

## 2 结束语

本文结合斐索型干涉仪的实验平台,搭建了PZT相移器的控制系统,包括电压驱动系统与位移采集系统。然后结合前馈开环控制算法,可有效完成PZT的迟滞非线性校正。实验中,控制系统的采样频率为0.5 kSPS,输入电压频率为0.5 Hz。校正前、后位移差小于10%。校正后,改善了移相误差,同时改善了相位误差和高度误差,从而有效提高了干涉仪的测量精度。

### 参考文献:

[1] BRUNING J H, HERRIOTT D R, GALLAGHER J E, et al. Digital wavefront measuring interferometer

- for testing optical surfaces and lenses[J]. *Applied Optics*, 1974, 13(11):2693-2703.
- [2] TANG Shouhong. Nonlinear phase shift calibration for interferometric measurement of multiple surfaces; US6856405 B2[P]. 2005-02-15.
- [3] MALACARA D, SERVIN M. *Interferogram analysis for optical testing*[M]. 2th ed. New York: Marcel Dekker, 2005:455-474.
- [4] LU Qingjie, ZHU Shuo, WANG Fang, et al. A real-time feedback system to stabilize laser intensity on wavelength modulation interferometer[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2018, 30(18):1613-1616.
- [5] 方楚, 郭劲, 徐新行, 等. 压电陶瓷迟滞非线性前馈补偿器[J]. *光学精密工程*, 2016, 24(9):2217-2223.  
FANG Chu, GUO Jing, XU Xinxing, et al. Compensating controller for hysteresis nonlinearity of piezoelectric ceramics[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2016, 24(9):2217-2223.
- [6] 王晓东, 江国栋. 压电陶瓷迟滞建模及控制仿真[J]. *压电与声光*, 2015, 37(6):926-929.  
WANG Xiaodong, JIANG Guodong. Hysteresis modeling and control simulation of piezoelectric ceramic [J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2015, 37(6):926-929.
- [7] 范伟, 林瑜阳, 李钟慎. 压电陶瓷驱动器的迟滞特性[J]. *光学精密工程*, 2016, 24(5):1112-1117.  
FAN Wei, LIN Yuyang, LI Zhongshen. Hysteresis characteristics of piezoelectric ceramic actuators[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2016, 24(5):1112-1117.
- [8] 刘泊, 郭建英, 孙永全. 压电陶瓷微位移驱动器建模与控制[J]. *光学精密工程*, 2013, 21(6):1503-1509.  
LIU Bo, GUO Jianying, SUN Yongquan. Modeling and control for PZT micro-displacement actuator [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2013, 21(6):1503-1509.
- [9] 于志亮, 王岩, 曹开锐, 等. 压电陶瓷执行器迟滞补偿及复合控制[J]. *光学精密工程*, 2017, 25(8):2113-2120.  
YU Zhiliang, WANG Yan, CAO Kairui, et al. Hysteresis compensation and composite control for piezoelectric actuator[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2017, 25(8):2113-2120.
- [10] 韩同鹏, 李国平, 沈杰. 基于压电陶瓷微位移执行器的精密定位技术研究[J]. *传感器与微系统*, 2010, 29(2):51-53.  
HAN Tongpeng, LI Guoping, SHEN Jie. Study on accurate positioning technology of piezoelectric ceramics micro-displacement actuator[J]. *Transducer and Microsystem Technologies*, 2010, 29(2):51-53.
- [11] 王昱棠, 张宇鹏, 徐钰蕾. 压电陶瓷驱动快速反射镜双闭环控制[J]. *仪器仪表学报*, 2014, 35(6):68-72.  
WANG Yutang, ZHANG Yupeng, XU Yulei. Dual-loop control strategy for fast-steering mirror driven by PZT [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2014, 35(6):68-72.
- [12] WANG F, ZHU S, LU Q J, et al. Nonlinear control of a piezoelectric actuator system for a phase shift interferometer[J]. *Journal of Optical Technology*, 2019, 86(5):296-300.
- [13] 甘金强. 微位移平台压电陶瓷驱动系统非线性建模与控制方法研究[D]. 广州:华南理工大学, 2017.
- [14] MALACARA D. *Optical shop testing*[M]. 3th ed. USA: Wiley-Interscience A John Wiley & Sons, 2007.

欢迎订阅《压电与声光》杂志

文章编号:1004-2474(2020)02-0278-06

# 含分流电路 Galfenol 声子晶体的带隙与减振性能

曹淑瑛<sup>1,2</sup>, 王金川<sup>1,2</sup>, 郑加驹<sup>1,2</sup>, 张福宝<sup>1,2</sup>

(1. 河北工业大学 省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室, 天津 300130;

2. 河北工业大学 河北省电磁场与电器可靠性重点实验室, 天津 300130)

**摘要:**利用 Galfenol 的逆磁致伸缩效应并通过分流元件调整其声子晶体带隙, 以实现有效减振具有重要现实意义。基于磁致伸缩本构方程、Armstrong 模型、法拉第定律、传递矩阵法和 Bloch 定理, 推导了含分流电路的 Galfenol 有效弹性模量表达式, 并建立其声子晶体振动模型。模型计算结果与实验结果对比表明, 该模型能提供有效弹性模量随频率和分流电容变化的合理数据趋势, 并能预测 Galfenol 参数随应力变化的非线性特性。分析了该声子晶体在开路下, 其布喇格带隙(BBG)衰减常数峰值和截止频率随应力的变化规律, 确定了器件减振的最佳工作点; 分析了该声子晶体在不同分流电容和应力下的 BBG、共振带隙(RBG)及其共振公共带隙(RCBG)特性, 结果表明, 较小分流电容、较大磁耦合因子和较大电感可显著提高器件减振性能。

**关键词:**Galfenol 声子晶体; 有效弹性模量; 非线性耦合; 带隙; 减振

**中图分类号:**TM274; TB53; TB381 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.029

## Band Gaps and Vibration Reduction of Galfenol Phononic Crystal with Shunt Circuit

CAO Shuying<sup>1,2</sup>, WANG Jinchuan<sup>1,2</sup>, ZHENG Jiaju<sup>1,2</sup>, ZHANG Fubao<sup>1,2</sup>

(1. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China;

2. Key Laboratory of Electromagnetic Field and Electrical Apparatus Reliability of Hebei Province, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

**Abstract:** It is of great practical significance to make use of the inverse magnetostrictive effect of Galfenol and adjust the band gaps of its phononic crystal(PC) through the shunt element to achieve effective vibration reduction. Based on the magnetostrictive constitutive equations, Armstrong model, Faraday law, transfer matrix method and Bloch theorem, the effective elastic modulus expression of Galfenol with shunt circuit is derived and the vibration model of the PC is established. The comparisons between the calculated and measured results show that the proposed model can provide a reasonable data trend of the effective elastic modulus with the change of frequency and shunt capacitance, and can predict the nonlinear behaviors of Galfenol parameters with the change of the stress. The variation of the peak value of the Bragg band gap(BBG) attenuation constant and the cutoff frequency of the PC under open circuit with stress is analyzed, and the optimal operating point for vibration reduction is determined. The characteristics of BBG, resonance band gap(RBG) and resonance common band gap(RCBG) of the PC under different shunt capacitance and stress are analyzed. The results show that smaller shunt capacitance, larger magnetomechanical coupled factor and larger inductance can significantly improve the vibration reduction performances of the PC.

**Key words:** Galfenol phononic crystal; effective elastic modulus; nonlinear coupling; band gap; vibration reduction

### 0 引言

与传统声子晶体相比, 含分流电路的压电声子晶体<sup>[1-4]</sup>可通过调整分流电阻、电感和电容等元件对其布喇格带隙(BBG)和共振带隙(RBG)调节, 以降

低振动传输。该减振控制法有望克服主动控制系统庞大且需能量供给的缺陷, 在减振控制中有良好的应用前景。但压电智能材料存在易老化、工作温度范围窄及过热失效等缺点, 限制了其应用。

收稿日期: 2019-10-17

基金项目: 河北省自然科学基金资助项目(E2016202034); 河北省高等学校科学技术研究基金资助项目(ZD2016004)

作者简介: 曹淑瑛(1970-), 女, 天津人, 教授, 博士, 主要从事磁致伸缩器件建模及其控制等的研究。E-mail: shuying\_cao@hebut.edu.cn.

与压电材料相比,磁致伸缩智能材料(如 Terfenol-D 和 Galfenol)<sup>[5-7]</sup> 有工作温度范围广,稳定性好及能量密度高等特点,在驱动<sup>[7-8]</sup>、分流阻尼<sup>[9-10]</sup>、振动能量采集<sup>[6]</sup>和声子晶体<sup>[11-16]</sup>等器件中有潜在的应用前景。然而,该器件显示了磁-机-电耦合非线性<sup>[5-6]</sup>,这给器件的设计和性能预估带来困难。

目前,已有研究利用等效压磁材料模型<sup>[11-13]</sup>、一维<sup>[14]</sup>和二维<sup>[15-16]</sup>Z-L 模型来描述 Terfenol-D 的磁-机耦合非线性,并用平面波展开法分析其声子晶体的 BBG。Matar 等<sup>[11-12]</sup>和 Zhou 等<sup>[13]</sup>表明,在外部静磁场作用下,二维 Terfenol-D 声子晶体内的 Terfenol-D 因磁致伸缩效应产生了机械形变和弹性模量变化,从而使其 BBG 产生明显变化,且外加磁场方向对 BBG 的宽度和位置有显著影响。Ding 等<sup>[14]</sup>和 Zhang 等<sup>[15]</sup>表明, Terfenol-D 声子晶体的 BBG 除受外加磁场和预应力影响外,也受器件几何参数的影响。Gu 等<sup>[16]</sup>表明,磁场和预应力可使 Terfenol-D 声子晶体的 BBG 获得新的点缺陷模态。以上均是利用材料的磁致伸缩效应对其 BBG 调控的研究。如何利用材料的逆磁致伸缩效应,将有害的振动能转化为电能,并通过分流元件调整其带隙,实现有效减振的研究还未见报道。

本文考虑 Galfenol 材料磁-机-电耦合的逆磁致伸缩非线性,利用 Armstrong 模型确定了材料特性参数,推导和验证了在分流电路下材料的有效弹性模量,并采用所建立的一维 Galfenol 声子晶体振动模型对其在不同偏置磁场  $H_b$ 、应力  $\sigma$  及分流电容  $C_s$  下的带隙调控法及减振性能做了深入研究。

## 1 含分流电路 Galfenol 声子晶体理论建模

将 Galfenol 棒紧密缠绕螺旋线圈,通过线圈与分流电路相连,并将该 Galfenol 棒周期性地连接到环氧树脂棒上,形成在  $x$  方向上交替排列无限一维声子晶体结构,如图 1 所示。图中,P 和 Q 段分别为长度  $l_m$  的 Galfenol 棒和长度  $l_b$  的环氧树脂棒, $a=l_b+l_m$  为晶格常数,周期  $n=1,2,3,\dots,v$  ( $v$  为周期总数), $Z_s$  为分流阻抗。该声子晶体第  $v$  个周期 Q 段右边界是自由的,当其第 1 个周期 P 段左边界受位移激励幅值  $Ye^{j\omega t}$  ( $\omega$  为激励角频率)激励时,由逆磁致伸缩效应和法拉第定律可知,P 段中磁感应强度  $B$  发生变化,从而匝数  $N$  和长度  $l_c$  的线圈产生感应电压  $u$ 、电流  $i$  和磁场  $H_c=Ni/l_c$ ,随之 P 段有效弹性模量  $E_c$  会变化,从而实现其弹性波调控。

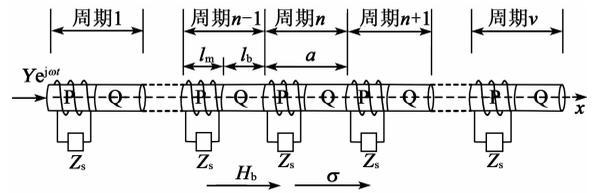


图 1 含分流电路的一维 Galfenol 声子晶体结构

Galfenol 声子晶体的理论建模基于以下假设:

- 1) Galfenol 中沿  $x$  轴的磁场  $H$ 、 $B$  分布均匀。
- 2) 沿  $x$  轴的应变  $\varepsilon$  和  $\sigma$  处处相等。
- 3) 螺旋线圈的  $l_c$  和横截面积  $A_c$  分别与 Galfenol 棒的  $l_m$  和横截面积  $A_m$  相同。

### 1.1 磁致伸缩材料本构方程

Armstrong 模型<sup>[5]</sup>能准确描述 Galfenol 磁致伸缩效应和逆磁致伸缩效应的磁-机耦合非线性行为,并可描述该材料参数(如弹性模量、压磁系数、磁导率)随应力与磁场变化的非线性特性。

图 1 中,沿  $x$  轴给 Galfenol 棒施加  $H$  和  $\sigma$  时,材料的本构方程为

$$\varepsilon = \sigma/E_m + d_1 H \quad (1)$$

$$B = d_2 \sigma + \mu_0 \mu_r H \quad (2)$$

式中: $\mu_0$  为真空磁导率; $d_1$  为磁机转换耦合压磁系数; $d_2$  为机磁转换耦合压磁系数; $E_m$  为弹性模量; $\mu_r$  为相对磁导率。参数  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $E_m$ 、 $\mu_r$  均随磁场与应力变化,可由 Armstrong 模型表示为

$$E_t = -\mu_0 M_s H \alpha_1 - 1.5 \lambda_{100} \gamma \alpha_1^2 + K \alpha_1^2 \alpha_2^2 \quad (3)$$

$$B = \mu_0 \left[ H + \frac{\iint_{\theta, \varphi} (M_s \alpha_1) |\sin \theta| e^{-E_t/\Omega} d\theta d\varphi}{\iint_{\theta, \varphi} |\sin \theta| e^{-E_t/\Omega} d\theta d\varphi} \right] \quad (4)$$

$$\varepsilon = \frac{\sigma}{E_s} + \left[ \iint_{\theta, \varphi} 1.5 \lambda_{100} (\alpha_1^2 - 1/3) |\sin \theta| \cdot e^{-E_t/\Omega} d\theta d\varphi \right] / \left[ \iint_{\theta, \varphi} |\sin \theta| e^{-E_t/\Omega} d\theta d\varphi \right] \quad (5)$$

$$E_m = \frac{\sigma_{k+1} - \sigma_k}{\varepsilon_{k+1} - \varepsilon_k} \quad (6)$$

$$d_2 = \frac{B_{k+1} - B_k}{\sigma_{k+1} - \sigma_k} \quad (7)$$

$$\mu_r = \frac{B_{k+1} - B_k}{\mu_0 (H_{k+1} - H_k)} \quad (8)$$

$$d_1 = \frac{\varepsilon_{k+1} - \varepsilon_k}{H_{k+1} - H_k} \quad (9)$$

式中: $\alpha_1 = \sin \theta \cos \varphi$ ;  $\alpha_2 = \sin \theta \sin \varphi$ ;  $\varphi$  为方位角; $\theta$  为极角; $E_t$  为总能量; $M_s$ 、 $\lambda_{100}$ 、 $E_s$ 、 $K$  分别为材料的

饱和磁化强度、饱和磁致伸缩、饱和弹性模量和各向异性常数; $\gamma$ 、 $\Omega$ 为材料的两个因子; $k$ 和 $k+1$ 为 $B$ 、 $H$ 、 $\epsilon$ 或 $\sigma$ 的连续值。

Galfenol中, $H = H_b + H_c$ 。在 $Ye^{j\omega t}$ 激励下,Galfenol产生的 $i$ 很小<sup>[6]</sup>,从而 $H_c \ll H_b$ ,因此,可认为Galfenol在 $H \approx H_b$ 和 $\sigma$ 附近工作,可利用式(3)~(9)计算该工作点( $H_b, \sigma$ )下的材料参数。

### 1.2 分流电路下有效弹性模量

在 $Ye^{j\omega t}$ 激励下,基于假设1)、2)和法拉第定律可得线圈中产生的感应电压为

$$u = -NA_cBs \tag{10}$$

式中 $s = j\omega$ 为拉普拉斯算子。

将式(2)和 $H = H_b + H_c$ 代入式(10),并考虑线圈的电阻 $R_c$ 和 $Z_s$ ,可得:

$$i = \frac{u}{Z_s + R_c} = -\frac{NA_c(d_2\sigma + \mu_0\mu_r H_c)s}{Z_s + R_c} \tag{11}$$

由式(11)和 $H_c = Ni/l_c$ 可求得 $H_c$ ,并将其代入式(1)可得:

$$\epsilon = \frac{1}{E_e}\sigma + d_1 H_b \tag{12}$$

其中:

$$E_e = \frac{E_m(Z_s + L_c s + R_c)}{Z_s + (1 - \kappa^2)L_c s + R_c} \tag{13}$$

式中: $L_c = \mu_0\mu_r N^2 A_c / l_c$ 为电感; $\kappa = [d_1 d_2 E_m / (\mu_0\mu_r)]^{1/2}$ 为磁耦合因子。

由式(13)可得归一化有效弹性模量为

$$E_{en} = \frac{E_e}{E_m} = \frac{Z_s + L_c s + R_c}{Z_s + (1 - \kappa^2)L_c s + R_c} \tag{14}$$

将复数 $E_e$ 和 $E_{en}$ 表示为实部和虚部的形式为

$$E_e = \chi_e + j\eta_e \tag{15}$$

$$E_{en} = \chi_{en} + j\eta_{en} \tag{16}$$

式中:实部 $\chi_e$ 和虚部 $\eta_e$ 分别为Galfenol的储存刚度和损耗因子;实部 $\chi_{en}$ 和虚部 $\eta_{en}$ 分别为Galfenol的归一化储存刚度和归一化损耗因子。

图1中, $Z_s = 1/(C_s s)$ 时,器件的电固有频率 $f_n$ 为

$$f_n = \omega_n / (2\pi) = \sqrt{1/(L_c C_s)} / (2\pi) \tag{17}$$

式中 $C_s$ 为分流电容。

Scheidler等<sup>[9]</sup>对含分流电路Galfenol棒的 $\chi_{en}$ 和 $\eta_{en}$ 进行了实验研究。实验中, $R_c = 6.99 \Omega$ , $L_c = 22.48 \text{ mH}$ , $\kappa = 0.304$ 。在 $Z_s = 1/(C_s s)$ 下,Scheidler等<sup>[9]</sup>测试了 $C_s = 8.84 \mu\text{F}$ 时 $\chi_{en}$ 和 $\eta_{en}$ 随频率 $f$ 变化

的曲线,如图2(a)所示。测试了 $f = 350 \text{ Hz}$ 时 $\chi_{en}$ 和 $\eta_{en}$ 随 $C_s$ 变化的曲线,如图2(b)所示。 $R_c = 6.99 \Omega$ , $L_c = 22.48 \text{ mH}$ , $\kappa = 0.304$ 时,由式(13)~(16)计算出 $\chi_{en}$ 和 $\eta_{en}$ (见图2)。

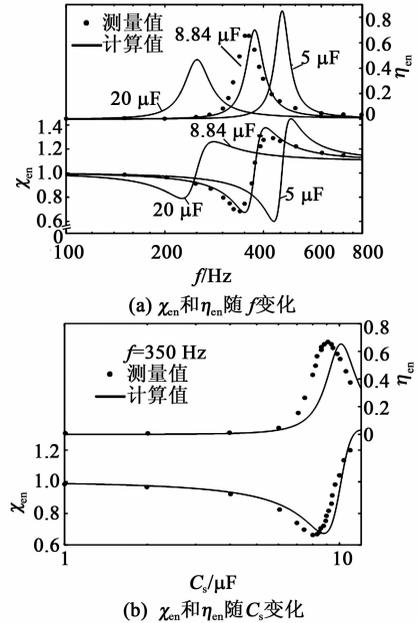


图2 Galfenol归一化的储存刚度和损耗因子特性曲线

图2(a)表明, $\eta_{en}$ 的最大值 $\eta_{en \max}$ 仅在 $f_n$ 附近,这说明在 $Z_s = 1/(C_s s)$ 下,其损耗因子显示了谐振分流窄频带特性。由式(17)可知, $f_n$ 随着 $C_s$ 的增加而减小,因此,图2(a)中 $\eta_{en \max}$ 对应的频域会随着 $C_s$ 的增加而减小。显然,对于给定的 $C_s$ , $\eta_{en}$ 先随着 $f$ 的增大从0增大到 $\eta_{en \max}$ ,然后减小到0; $\chi_{en}$ 先随着 $f$ 的增大从1减小到其最小值 $\chi_{en \min}$ ,然后急剧增加到其最大值 $\chi_{en \max}$ ;且 $\eta_{en \max}$ 和 $\chi_{en \max}$ 数值随着 $C_s$ 的增加而减小。同样,图2(b)表明,对给定 $f = 350 \text{ Hz}$ , $\eta_{en}$ 先随着 $C_s$ 的增大从0增大到 $\eta_{en \max}$ ,然后会迅速衰减; $\chi_{en}$ 先随着 $C_s$ 的增大从1减小到其最小值 $\chi_{en \min}$ ,然后急剧增加到其最大值 $\chi_{en \max}$ 。

比较图2(a)、(b)中计算和实验曲线可知,计算曲线与实验曲线吻合良好,这说明式(14)可提供 $E_{en}$ 随 $f$ 和 $C_s$ 的合理数据趋势。

### 1.3 振动模型与传递矩阵理论

图1中,一维声子晶体的纵向振动方程<sup>[2]</sup>为

$$\rho A \frac{\partial^2 y(x,t)}{\partial t^2} = EA \frac{\partial^2 y(x,t)}{\partial x^2} \tag{18}$$

式中: $y(x,t)$ 为在 $x$ 处的位移; $\rho$ 为密度; $A$ 为横截

面积;  $E$  为弹性模量。对于 P 段, Galfenol 棒的密度、横截面积和弹性模量分别为  $\rho_m$ 、 $A_m$  和  $E_c$ 。对于 Q 段, 环氧树脂棒的密度、横截面积和弹性模量分别为  $\rho_b$ 、 $A_b$  和  $E_b$ 。

利用 Bloch 定理和传递矩阵方法, 可推得式 (18) 的特征值方程<sup>[2]</sup>为

$$|T - e^{\alpha + i\beta} I| = 0 \quad (19)$$

式中:  $T = H_2^{-1} K_2 K_1^{-1} H_1$  为传递矩阵,  $H_1$ 、 $K_1$ 、 $H_2$  和  $K_2$  均为  $2 \times 2$  常数矩阵;  $I$  为  $2 \times 2$  单位矩阵;  $\alpha$ 、 $\beta$  分别为衰减常数和相位常数<sup>[2]</sup>。

图 1 中, 当该声子晶体第 1 个周期 P 段左边界受  $Y e^{i\omega t}$  激励时, 利用边界条件和传递矩阵法<sup>[2]</sup>, 可得其第  $v$  个周期 Q 段右边界位移幅值  $y_{vQ}(\omega a)$  与第 1 个周期 P 段左边界位移幅值  $y_{1P}(0)$  的比, 即位移传输为

$$T_r = 20 \lg \left| \frac{y_{vQ}(\omega a)}{y_{1P}(0)} \right| = 20 \lg |DK_2^{-1} H_2 T^v [1 \ 0]^T| \quad (20)$$

式中  $D = [\cos(\lambda_2 a) \ \sin(\lambda_2 a)]$ ,  $\lambda_2 = (\rho_b/E_b)^{0.5} \omega$  为 Q 段的波数;  $T^v$  为  $T$  的  $v$  次方。

## 2 结果与讨论

图 1 中, 环氧树脂棒和 Galfenol 棒有相同的直径  $d_b = d_m = 5$  mm 和  $l_b = l_m = 35$  mm;  $N = 460$  和内阻  $R_c = 6.99 \ \Omega$ ; 环氧树脂的  $E_b = 4.35$  GPa,  $\rho_b = 1180$  kg/m<sup>3</sup><sup>[2]</sup>; Galfenol 的  $E_s = 59$  GPa,  $M_s = 1.66/\mu_0$  A/m,  $\lambda_{100} = 212 \times 10^{-6}$ ,  $K = 1.75 \times 10^4$  J/m<sup>3</sup>,  $\rho_m = 7496$  kg/m<sup>3</sup>,  $\gamma = 0.9$  和  $\Omega = 707$ <sup>[5]</sup>。利用上述参数, 采用所建的模型计算所得曲线如图 3~5 所示。

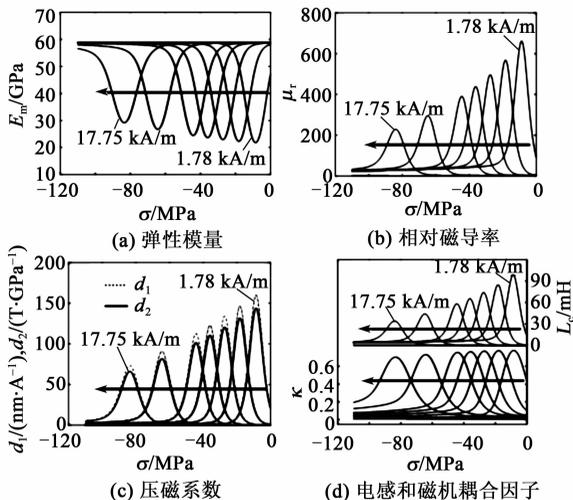


图 3  $H_b$  不同时, Galfenol 参数随应力变化曲线

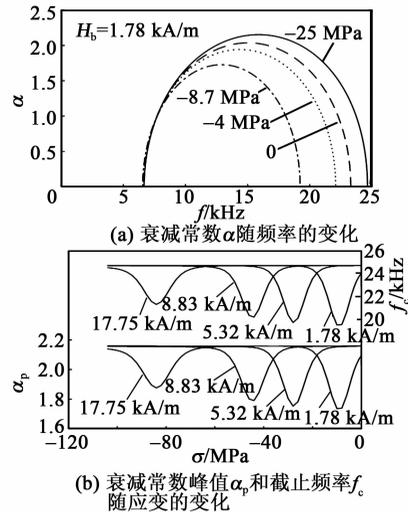


图 4 开路下 Galfenol 声子晶体的性能曲线

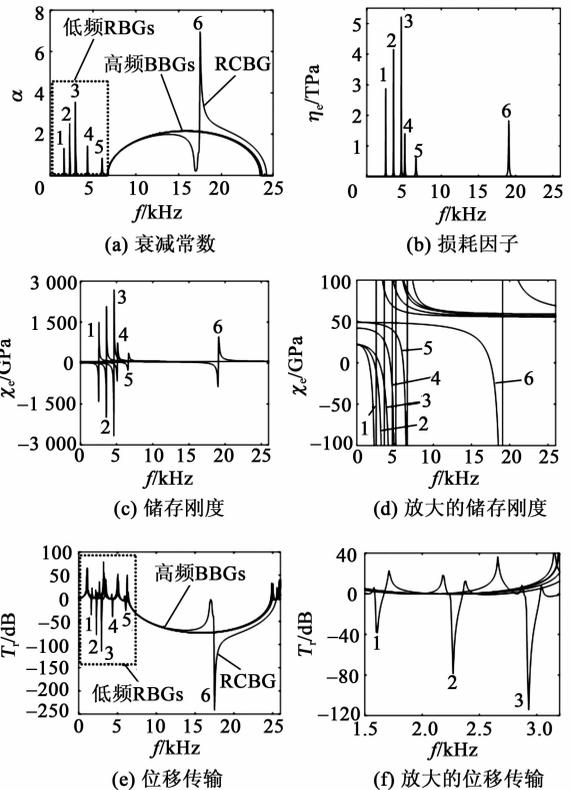


图 5 分流电容电路下 Galfenol 声子晶体的性能曲线

### 2.1 Galfenol 特性参数的非线性

图 3 为利用 Armstrong 模型计算在不同磁场下 Galfenol 参数  $E_m$ 、 $d_1$ 、 $d_2$ 、 $\mu_r$ 、 $L_c$  和  $\kappa$  随应力变化的非线性曲线。由图可看出, 对于给定的  $H = H_b$ ,  $E_m$  首先随着  $\sigma$  的增加先减小后增加, 最后接近  $E_s = 59$  GPa。而  $d_1$ 、 $d_2$ 、 $\mu_r$ 、 $L_c$  和  $\kappa$  随着  $\sigma$  的增加先增加后减小。由于 Galfenol 棒的滞后小, 故图 3(c) 中  $d_1 \approx d_2$ , 这符合热力学理论。此外, 在点 (1.78 kA/m,

-8.7 MPa)处,  $L_c$  和  $\kappa$  达到最大, 即  $L_{c\max} = 98.9 \text{ mH}$ ,  $\kappa_{\max} = 0.777$ 。

比较图 3 中计算曲线与测量曲线<sup>[5]</sup>发现, 计算和测量的  $d_2$ - $\sigma$ 、 $E_m$ - $\sigma$  曲线有近似的数量和趋势, 且在  $(H, \sigma)$  处, 计算  $d_1$ - $\sigma$ 、 $\mu_r$ - $\sigma$  与测量  $d_1$ - $H$ 、 $\mu_r$ - $H$ <sup>[5]</sup> 曲线的  $d_1$ 、 $\mu_r$  数值非常近似。结果表明, Armstrong 模型能准确描述 Galfenol 参数非线性特性。

在  $H_b = 1.78 \text{ kA/m}$  和  $\sigma = [-25 \text{ MPa}, 0]$  下, 参数  $E_m$ 、 $d_1$ 、 $d_2$ 、 $\mu_r$ 、 $L_c$  和  $\kappa$  的数值变化范围最大, 这有益器件应用。

## 2.2 开路下 Galfenol 声子晶体的性能

图 4 为在开路(即  $Z_s = \infty$ )下,  $\sigma$  和  $H = H_b$  对 Galfenol 声子晶体 BBGs 的影响。由图 4(a) 可看出, 在  $H = H_b = 1.78 \text{ kA/m}$  时, BBGs 的起始频率  $f_s \approx 6.58 \text{ kHz}$  几乎不随  $\sigma$  变化, 而  $\alpha_p$  和  $f_c$  随  $\sigma$  变化显著。

不同  $H = H_b$  下,  $\alpha_p$ - $\sigma$  和  $f_c$ - $\sigma$  曲线如图 4(b) 所示。显然, 对于给定的  $H_b$ ,  $\alpha_p$ 、 $f_c$  随  $\sigma$  的变化规律与图 3(a) 所示的  $E_m$  随  $\sigma$  的变化规律一致。这是因为当  $Z_s = \infty$  时, 由式(13)可知,  $E_e = E_m$ 。即当  $Z_s = \infty$  时, BBGs 特性仅取决于  $E_m$ 。此外, 当  $E_m$  接近  $E_s$  ( $E_s = 59 \text{ GPa}$ ) 时, BBGs 的  $\alpha_p$  和  $f_c$  数值分别接近最大值 ( $\alpha_{p\max} = 2.19$ ,  $f_{c\max} = 24.66 \text{ kHz}$ )。

实际应用中, 为了实现减振, 常希望在施加的  $H_b$  和  $\sigma$  较小时, 器件的  $\alpha_p$  和  $f_c$  可接近  $\alpha_{p\max}$  和  $f_{c\max}$ , 从而实现最佳或次最佳减振。由图 4(b) 可看出, 在  $1.78 \text{ kA/m}$  和  $-25 \text{ MPa}$  下, 器件的  $\alpha_p = \alpha_{p\max}$ ,  $f_c = f_{c\max}$ , 因此,  $(1.78 \text{ kA/m}, -25 \text{ MPa})$  为器件的最佳工作点。此外, 在工作点  $(1.78 \text{ kA/m}, 0)$  处, 器件的  $\alpha_p \approx 2.13$ ,  $f_c \approx 23.99 \text{ kHz}$ , 分别接近  $\alpha_{p\max} = 2.19$  和  $f_{c\max} = 24.66 \text{ kHz}$ , 因此, 该点为次最佳工作点。

## 2.3 分流电容电路下 Galfenol 声子晶体的性能

图 5 为  $Z_s = 1/(C_s s)$  下,  $H_b = 1.78 \text{ kA/m}$ 、不同  $\sigma$  和  $C_s$  时 Galfenol 声子晶体的性能。图中, 曲线 1:  $\sigma = -8.7 \text{ MPa}$ ,  $C_s = 0.1 \mu\text{F}$ ; 曲线 2:  $\sigma = -8.7 \text{ MPa}$ ,  $C_s = 0.05 \mu\text{F}$ ; 曲线 3:  $\sigma = -8.7 \text{ MPa}$ ,  $C_s = 0.03 \mu\text{F}$ ; 曲线 4:  $\sigma = -2 \text{ MPa}$ ,  $C_s = 0.05 \mu\text{F}$ ; 曲线 5:  $\sigma = 0$ ,  $C_s = 0.05 \mu\text{F}$ ; 曲线 6:  $\sigma = 0$ ,  $C_s = 0.006 \mu\text{F}$ 。对于给定的  $H_b = 1.78 \text{ kA/m}$  和  $\sigma = 0$ 、 $-2 \text{ MPa}$ 、 $-8.7 \text{ MPa}$ , 可由图 3(a)、(d) 得到其相应参数:  $E_m$  分别为  $48.8 \text{ MPa}$ 、 $41.9 \text{ MPa}$ 、 $21.9 \text{ GPa}$ ,  $L_c$  分别为  $13.8 \text{ mH}$ 、 $26.8 \text{ mH}$ 、 $98.9 \text{ mH}$ ,  $\kappa$  分别为  $0.339$ 、 $0.526$ 、 $0.777$ 。因此, 图 5 中的曲线 1~3 和

曲线 5、6 显示了变化的  $C_s$  对器件性能的影响, 而曲线 2、4 和曲线 5 显示了变化的  $L_c$ 、 $\kappa$  和  $E_m$  对器件性能的影响。由图 5 可得:

1) 图 5(b)、(c) 中, 不同  $C_s$  下  $\eta_e$  和  $\chi_e$  频率特性曲线与图 2(a) 中不同  $C_s$  下  $\chi_{en}$  和  $\eta_{en}$  频率特性曲线有相似的变化规律。此外, 在谐振分流窄频带内,  $\chi_e$  在正、负值间变化。因此, 该声子晶体是一种超材料声子晶体<sup>[1,3,17]</sup>。

2) 当  $C_s$  和器件内在  $L_c$  组成的电磁振荡器起作用时, 该声子晶体不仅有 BBG, 且有 RBG 和共振公共带隙(RCBG)。

式(17)中,  $f_n$  随着  $L_c$  和  $C_s$  的增加而减小, 因此, 图 5(a) 中 RBGs 随  $C_s$  的增加向低频移动。此外, 由图 5(a) 可看出, 当 RBGs 远离 BBGs 时, 其  $\alpha_p$  随着  $C_s$  的增加而减小, 但随着  $L_c$  的增加而增加。其原因是:  $\eta_e$  随着  $C_s$  的增加而减小(见图 5(b)), 但却随着  $L_c$  和  $\kappa$  的增加而增加。式(13)中,  $\kappa$  是一个关键参数, 因为如果  $\kappa \approx 0$ , 那么无论  $C_s$  取何值,  $E_e \approx E_m$ , 此时 RBGs 必消失; 如果  $\kappa$  较大, 则  $L_c$  较大, RBGs 的  $\alpha_p$  和  $\eta_e$  增大, 这对于低频减振有益。显然, RBGs 对应的  $|\chi_e| \gg E_m$ , 因此, 不同的  $E_m$  对 RBGs 的影响可忽略。总之, 较大的  $\kappa$ 、 $L_c$  和较小的  $C_s$  可显著改善曲线 1~5 对应低频 RBGs 的  $\alpha_p$ 。

然而, 曲线 1~5 的高频 BBGs 几乎不随  $C_s$  和  $\sigma$  变化, 且与开路下最佳 BBG 具有相同的起始频率 ( $f_s \approx 6.58 \text{ kHz}$ )、最大衰减常数峰值 ( $\alpha_{p\max} \approx 2.19$ ) 和最大截止频率 ( $f_{c\max} \approx 24.66 \text{ kHz}$ )。这是因为, 由图 5(c)、(d) 可知, 在谐振窄频带 RBGs 后,  $E_e$  总是迅速下降到饱和弹性模量 ( $E_s = 59 \text{ GPa}$ )。

此外, 图 5(a)、(e) 表明,  $C_s = 0.006 \mu\text{F}$ ,  $\sigma = 0$  时, RBG 进入 BBG, 两带隙合并产生了衰减幅度很大的 RCBG。

3) 比较图 5(a)、(e) 可知, 图 5(a) 中衰减常数大的频率区域与图 5(e) 中振动衰减幅值大的频率区域相对应。此外, 图 5(e) 表明, 在  $f = 6.58 \sim 24.66 \text{ kHz}$  内, BBGs 和 RCBG 的振动衰减幅值分别可达  $80 \text{ dB}$  和  $250 \text{ dB}$ 。图 5(e)、(f) 表明, 曲线 1~3 相应的 3 个 RBGs 振动衰减幅值分别约达  $40 \text{ dB}$ 、 $80 \text{ dB}$  和  $120 \text{ dB}$ , 但其频率范围很窄, 分别为  $1.58 \sim 1.66 \text{ kHz}$ 、 $2.24 \sim 2.35 \text{ kHz}$  和  $2.88 \sim 3.04 \text{ kHz}$ 。为了改善 RBGs 带宽, 需研究其混合分流电路<sup>[2]</sup> 和非线性分流电路<sup>[4]</sup>。

### 3 结论

利用所建模型,对有效弹性模量、Galfenol 非线性参数及其声子晶体的衰减常数和位移传输进行了计算与比较研究,可得结论:

1) 比较计算结果与测试结果表明,所建模型能描述归一化有效弹性模量随频率和分流电容变化的合理数据趋势,并能预测 Galfenol 材料参数随应力变化的非线性特性,这为预测含分流电路 Galfenol 声子晶体的性能奠定了理论基础。

2) 开路下,该声子晶体在最佳工作点(1.78 kA/m, -25 MPa)处,其 BBG 具有最大衰减常数峰值  $\alpha_{p\max}$  和最大截止频率  $f_{c\max}$ ; 在次最佳工作点(1.78 kA/m, 0)处,其 BBG 衰减常数峰值和截止频率接近  $\alpha_{p\max}$  和  $f_{c\max}$ 。

3) 分流电容电路下,通过调节分流电容和应力,可快速调整 RBG,并可产生宽频和衰减幅值很大的 RCBG;且较大磁机耦合因子、较大电感和较小分流电容可显著提高器件减振性能。

### 参考文献:

- [1] ZHANG Hao, WEN Jihong, XIAO Yong, et al. Sound transmission loss of metamaterial thin plates with periodic subwavelength arrays of shunted piezoelectric patches[J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2015, 343:104-120.
- [2] 贺彦博,杜敬涛.混合压电分流电路作用下声子晶体杆振动带隙结构分析[J]. *声学学报*, 2015, 40(5): 615-624.  
HE Yanbo, DU Jingtiao. Band gap structure analysis of phononic crystal rods with hybrid shunted piezoelectric patches [J]. *Acta Acustica*, 2015, 40(5): 615-624.
- [3] 董亚科,姚宏,杜军,等.负电容声子晶体带隙特性研究[J]. *压电与声光*, 2018, 40(6):860-863.  
DONG Yake, YAO Hong, DU Jun, et al. Research on band gap characteristics of negative capacitance phononic crystals [J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2018, 40(6):860-863.
- [4] GRIPP J A B, RADE D A. Vibration and noise control using shunted piezoelectric transducers: A review [J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2018, 112: 359-383.
- [5] ATULASIMHA J, FLATAU A B, CULLEN J R. Energy-based quasi-static modeling of the actuation and sensing behavior of single-crystal iron-gallium alloys [J]. *J Appl Phys*, 2008, 103(1):014901.
- [6] DENG Zhangxian, DAOUNO M J. Review of magnetostrictive vibration energy harvesters [J]. *Smart Materials and Structures*, 2017, 26(10):103001.
- [7] 罗樟,朱玉川.智能材料驱动的高速开关阀[J]. *压电与声光*, 2019, 41(4):575-581.  
LUO Zhang, ZHU Yuchuan. High speed on-off valve driven by smart material[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2019, 41(4):575-581.
- [8] 李冲,鹿存跃,马艺馨.基于磁致伸缩材料的电机研究进展[J]. *压电与声光*, 2015, 37(4):585-589.  
LI Chong, LU Cunyue, MA Yixin. Review on magnetostrictive materials based vibrating motors[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2015, 37(4):585-589.
- [9] SCHEIDLER J J, ASNANI V M. Validated linear dynamic model of electrically-shunted magnetostrictive transducers with application to structural vibration control[J]. *Smart Materials and Structures*, 2017, 26(3): 035057.
- [10] ZHENG Jiaju, CAO Shuying, PAN Ruzheng, et al. Dynamic modeling and optimization for vibration control of a composite cantilever with magnetostrictive shunt damper[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2018, 54(11): 9100106.
- [11] VASSEUR J O, MATAR O B, ROBILLARD J F, et al. Band structures tunability of bulk 2D phononic crystals made of magneto-elastic materials [J]. *AIP Advances*, 2011, 1(4):041904.
- [12] MATAR O B, ROBILLARD J F, VASSEUR J O, et al. Band gap tunability of magneto-elastic phononic crystal [J]. *Journal of Applied Physics*, 2012, 111(5):54901.
- [13] ZHOU Changjiang, SAI Yi, CHEN Jiujiu. Tunable Lamb wave band gaps in two-dimensional magnetoelastic phononic crystal slabs by an applied external magnetostatic field [J]. *Ultrasonics*, 2016, 71:69-74.
- [14] DING Rui, SU Xingliang, ZHANG Juanjuan, et al. Tunability of longitudinal wave band gaps in one dimensional phononic crystal with magnetostrictive material[J]. *J Appl Phys*, 2014, 115(7): 074104.
- [15] ZHANG Shunzu, SHI Yang, GAO Yuanwen. Tunability of band structures in a two-dimensional magnetostrictive phononic crystal plate with stress and magnetic loadings[J]. *Physics Letters A*, 2017, 381(12): 1055-1066.
- [16] GU Chunlong, JIN Feng. Research on the tunability of point defect modes in a two-dimensional magneto-elastic phononic crystal[J]. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 2016, 49(17):175103.
- [17] 李晓东,吴荣兴,于兰珍,等.考虑材料系数修正的石英晶体谐振器研究[J]. *固体电子学研究与进展*, 2018, 38(6):451-455.

# BPNN 辅助 KF 的 MEMS 陀螺仪数据处理方法

段志强,刘洁瑜,汪立新,李新三,沈 强

(火箭军工程大学 导航制导与仿真实验室, 陕西 西安 710025)

**摘 要:**针对微机电系统(MEMS)陀螺仪数据误差建模不精确或无法给出模型的情况,提出了误差反馈(BP)神经网络辅助卡尔曼滤波对陀螺仪数据进行降噪处理的方法。分析卡尔曼滤波器的系统噪声方差  $Q$  矩阵可知,当模型不精确时可通过  $Q$  补偿。基于 BP 神经网络优化  $Q$  值原理,首先把采集到的 MEMS 陀螺仪数据输入卡尔曼滤波器得到  $Q$ ;再把新息、滤波增益、量测噪声方差输入神经网络,把  $Q$  作为神经网络的输出,神经网络优化系统噪声协方差矩阵得到  $Q^*$ ;最后将  $Q^*$  作为卡尔曼滤波算法系统噪声方差矩阵。实验结果表明,在建模不精确的情况下该方法也能有效提高陀螺仪的精度。

**关键词:**微机电系统(MEMS)陀螺仪;数据处理;误差建模;卡尔曼滤波;BP 神经网络

**中图分类号:**V241.5 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.02.030

## Research on Data Processing Method of MEMS Gyroscope Based on BPNN Assisted Kalman Filter

DUAN Zhiqiang, LIU Jieyu, WANG Lixin, LI Xinsan, SHEN Qiang

(Navigation Guidance and Simulation Laboratory, Rocket Force Engineering University, Xi'an 710025, China)

**Abstract:** Aiming at the inaccurate data modeling of MEMS gyroscope or the inability to give a model, a method to reduce the noise of gyroscope data by BP neural network (BPNN) assisted Kalman filtering is proposed in this paper. Analysis of the systematic noise variance  $Q$  of the Kalman filter shows that when the model is not accurate, it can be compensated by  $Q$ . Based on the principle of BP neural network to optimize  $Q$  value, the acquired MEMS gyroscope data were input into the Kalman filter to obtain  $Q$  firstly. Then the innovation, filter gain and measurement noise variance are input into the neural network, and  $Q$  is used as the output of the neural network. The system noise covariance matrix is optimized by the neural network to obtain  $Q^*$ . And finally  $Q^*$  is used as the noise variance matrix of the Kalman filter system. The experimental results show that the method can effectively improve the accuracy of the gyroscope in the case of inaccurate modeling.

**Key words:** micro-electro-mechanical system(MEMS) gyroscope; data processing; error modeling; Kalman filter; BP neural network

### 0 引言

微机电系统(MEMS)陀螺仪在导航、定位系统中有着重要地位,采用纯惯性导航时,由于 MEMS 惯性器件中存在不同类型的误差,会使导航精度随着时间的增长而不断降低<sup>[1]</sup>。提高导航精度,通常有两种办法:

- 1) 改善制作工艺,提高陀螺仪的精度,但此举研发周期长,成本高。
- 2) 通过软件补偿的办法,建立精确的误差模

型,利用滤波算法提高陀螺仪精度<sup>[2]</sup>。

传统的数据处理方法有递归型数字滤波器(IIR)和非递归型数字滤波器(FIR)滤波<sup>[3]</sup>,该滤波方法需根据经验设计滤波器,且不适合噪声频谱和信号频谱混叠的情况;文献[4]利用小波去噪滤波,小波去噪中的关键问题包括阈值的确定、分解层数及小波基函数的选取,如果小波基函数的选取不合理就无法获取精确模型,将导致滤波去噪效果不理想;卡尔曼滤波因计算简单,实时性好,故在工程实

收稿日期:2019-11-13

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61503392)

作者简介:段志强(1995-),男,四川泸州人,硕士生,主要从事惯性器件及惯性导航的研究。通信作者:刘洁瑜(1970-),女,教授,博士,主要从事惯性导航技术的研究。E-mail:liujieyu128@163.com。

践中被广泛应用,但是卡尔曼滤波在建模不精确时,易导致滤波发散,不能有效提高陀螺仪的精度。

本文针对 MEMS 陀螺仪误差建模不精确或难以建模的情况下,借助误差反馈(BP)神经网络辅助卡尔曼滤波<sup>[6]</sup>的思想对 MEMS 陀螺仪数据进行处理。将卡尔曼滤波器的新息、滤波增益、量测噪声方差矩阵引入神经网络,把系统噪声方差作为输出。通过自适应调整系统噪声方差值,得到一组较好值作为训练样本,把神经网络输出作为卡尔曼滤波的预测系统噪声方差矩阵的值,可有效提高卡尔曼滤波对外界输入的适应能力和滤波效果。

## 1 卡尔曼(Kalman)滤波算法分析

Kalman 滤波是一套计算机实现的实时递推算法,处理随机信号有显著效果<sup>[7]</sup>。其系统的状态方程和量测方程分别为

$$x_k = Ax_{k-1} + Bu_k + \omega_k \quad (1)$$

$$z_k = Hx_k + v_k \quad (2)$$

式中: $x_k$  为系统状态; $z_k$  为量测; $A, B, H$  为已知的系统结构参数; $\omega_k$  为量测噪声,均值为 0 方差为  $Q$ ;  $v_k$  为系统噪声,均值为 0 方差为  $R$ 。

卡尔曼滤波方程为

$$\begin{cases} \hat{x}_{k|k-1} = A\hat{x}_{k-1} + Bu_k \\ P_{k|k-1} = AP_{k-1}A^T + Q \\ K_k = \frac{P_{k|k-1}H^T}{HP_{k|k-1}H^T + R} \\ \hat{x}_k = \hat{x}_{k|k-1} + K_k(z_k - H\hat{x}_{k|k-1}) \\ P_k = (I - K_kH)P_{k|k-1} \end{cases} \quad (3)$$

式中: $P_{k|k-1}$  为一步预测均方误差矩阵; $P_k$  为状态估计误差矩阵; $K_k$  为系统增益矩阵。

卡尔曼滤波作为线性无偏最小方差估计滤波方法,随着时间的推移,观测数据的增多,滤波估计的精度应越来越高,均方误差阵或趋于稳定值或有界。当滤波得到的估计值可能有偏,且估计误差的方差也可能很大,超出了理想范围;其滤波误差的均值与误差趋于无穷大,导致滤波发散。

为避免滤波发散现象,本文对系统噪声方差  $Q$  进行优化处理。分析式(3),当系统噪声太大时, $P_{k|k-1}$  会越大,从而导致滤波增益  $K_k$  减小及会减小新息对最优估计值  $X$  的贡献,最终导致均方误差  $P$  变大,使滤波发散。反之,当系统的状态转移矩阵  $A$

不准确时,可以通过调节  $Q$  来使系统达到稳定。

基于以上思想,采用 BP 神经网络对  $Q$  进行优化,将  $Q$  设为变量,在滤波过程中进行更新,通过大量的数据对神经网络进行训练,得到一组较好的  $Q$ 。在卡尔曼滤波预测时代入训练好的  $Q$  值,输出结果为最优。

## 2 建模与滤波器设计

### 2.1 陀螺仪(AR)模型建立

本文采用 AR( $n$ )模型对 MEMS 陀螺仪噪声信号进行建模<sup>[8]</sup>,该模型建模容易,计算快,便于预测,易估计模型的参数。系统的状态序列  $\{x_t\}$  为 0 均值的非平稳随机预测值过程,且

$$x_t = a_1x_{t-1} + a_2x_{t-2} + \dots + a_nx_{t-n} + \partial_t \quad (4)$$

$$\partial_t \sim N(0, \sigma_a^2) \quad (t = 1, 2, 3, \dots, N) \quad (5)$$

式中: $x_t$  为时间序列; $a_n$  为模型参数  $\sigma_a^2$  为时间序列的方差; $N$  为  $x_t$  的数据个数。

AR 模型阶次的确定主要有自相关和偏相关定阶法、FPE 准则、模型拟合系数(AIC)准则等方法<sup>[1]</sup>。本文采用 AIC 准则来对 AR 模型进行定阶。MEMS 陀螺仪漂移模型的阶次较低,一般不会超过三阶<sup>[9]</sup>。表 1 为 AR 模型系数拟合。

表 1 AR 模型系数拟合

模型	$a_1$	$a_2$	$a_3$	模型拟合系数
AR(1)	0.507 8	0	0	-3.752 9
AR(2)	0.646 4	0.272 9	0	-4.873 4
AR(3)	0.698 7	0.375 6	0.158 8	-5.830 4

根据表 1 可知 AR(1)值最小,所以采用一阶自回归模型为

$$\begin{cases} x_k = 0.5078x_{k-1} + \omega_k \\ \omega_k \sim N(0, 0.0907) \end{cases} \quad (6)$$

### 2.2 BP 神经网络辅助卡尔曼滤波器设计

BP 神经网络改进卡尔曼滤波器,首先对神经网络进行训练,输入层采用卡尔曼滤波器的新息、滤波增益、量测噪声方差矩阵;隐含层采用的是 5 层,通过误差反馈自动调节各节点之间的参数值;输出层是系统噪声方差矩阵。把训练好的神经网络进行测试,重新采集一组 MEMS 陀螺仪的数据,对其进行卡尔曼滤波预处理。将预处理好的新息、滤波增益、量测噪声方差矩阵输入神经网络测试,将神经网络输出的结果返回给卡尔曼滤波器,最后改进滤波器输出的值为最优估计值。

神经网络辅助卡尔曼滤波器的优势是系统模型不确定时,通过大量数据训练后的系统噪声方差矩阵具有一定的代表性,将训练好的数值直接给卡尔曼滤波器进行滤波,减少了滤波器的计算量,实时性得到进一步提升,对于短时间的捷联系统有重要的意义。建立步骤如下:

1) 结合式(6)陀螺仪的误差建模,给出卡尔曼滤波的状态方程:

$$\begin{cases} x_k = 0.5078x_{k-1} + \omega_k \\ z_k = x_k + v_k \end{cases} \quad (7)$$

2) 将实际测量与量测预测间的残差称为第  $k$  次量测获得的新息,即:

$$e_{y,y/k-1} = y_k - \hat{y}_{k/k-1} \quad (8)$$

3) 滤波增益是新息的利用权重系数,且:

$$K_k = P_{xy,k/k-1} P_{yy,k/k-1}^{-1} \quad (9)$$

4) 量测噪声方差矩阵为

$$R_k = P_{yy,k/k-1} - H P_{xx,k/k-1} H^T \quad (10)$$

步骤 2)~4) 作为神经网络的输入。将系统噪声方差矩阵作为神经网络的输出,即:

$$Q_k = \theta_1 Q_{k-1} + \theta_2 (P_{k/k-1} - A P_{k-1} A^T) \quad (11)$$

式中  $\theta_1, \theta_2$  为自适应因子。对神经网络进行多次训练,得出较好的一组  $Q^*$  值作为样本。

神经网络采用 5 层隐含层,其设计流程图如图 1 所示。

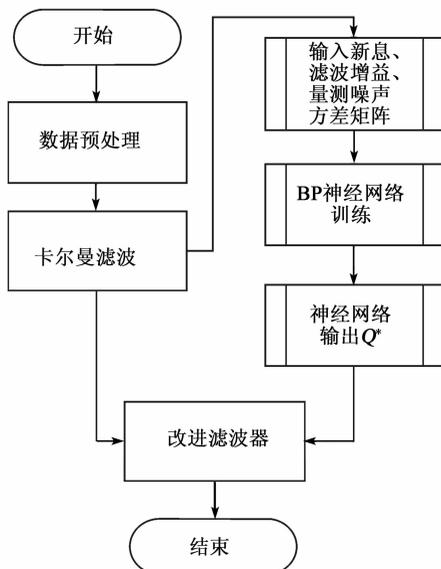


图 1 BP-KF 流程图

经过大量训练调试得出隐含层的各神经元的阈值  $\mathbf{a} = [-0.23 \ 1.54 \ 0.17 \ -2.31 \ 0.76]^T$ 。

输入层和隐含层的连接权值  $\mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0.59 & -0.85 & -0.67 & -0.74 & 0.22 \\ 0.71 & -0.33 & 1.24 & 0.14 & -0.75 \\ -1.12 & 0.78 & 1.28 & 0.43 & 0.64 \\ 1.13 & 1.02 & -0.19 & 0.39 & 0.45 \\ 0.21 & 0.41 & 0.02 & 0.41 & 0.49 \end{bmatrix}$ 。输出层和各神经元间的阈值  $\mathbf{c} = -0.8$ , 隐含层和输出层之间的连接权值  $\mathbf{d} = [0.01 \ 0.01 \ 0.01 \ 0.01 \ 0.01]$ 。

### 3 实验验证

本文从静、动态数据采集两方面对本文方法进行验证。

本实验测试的 BDST-MGI760-MIMU, 内置的 MEMS 陀螺仪器件型号 GRG20, 带宽 80 Hz; 量程 300 (°)/s。采样频率为 100 Hz, 采样周期为 10 ms。

#### 3.1 实验 1

把微型惯性测量单元 (MIMU) 放置在恒温 (25 °C) 箱里, 将恒温箱放在隔离地基, 通过 RS232 数据线连接电脑上位机。选取 MEMS 陀螺仪  $x$  轴为测试对象, 采集过程: 开机预热 20 min 后, 采集 1.5 h。获取 50 万个数据, 截取中间的 10 万个作为测试数据, 采集的原始数据如图 2 所示,  $x$  轴的均值为  $-0.0085$  (°)/s, 方差为  $0.0977$  (°)<sup>2</sup>/s。

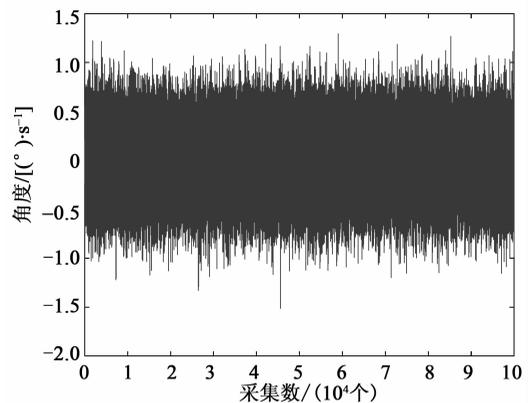


图 2 原始数据

1) 预处理。将采集到的数据进行预处理, 通过依达拉准则剔除粗大误差数据<sup>[10]</sup>, 然后用最小二乘法提取趋势项。其均值为  $-0.0082$  (°)/s, 方差为  $0.096$  (°)<sup>2</sup>/s。

2) 第一次实验设计。利用第 2.1 节建好的数学模型设置卡尔曼滤波器,  $\mathbf{A} = 0.5078$ ,  $\mathbf{H} = 1$ ,  $\mathbf{Q} = 0.1$ ,  $\mathbf{R} = 0.01$ 。将处理好的数据代入卡尔曼滤波器, 输出结果如图 3 所示, 其均值为  $-0.0020$  (°)/s, 方差为  $0.0011$  (°)<sup>2</sup>/s。

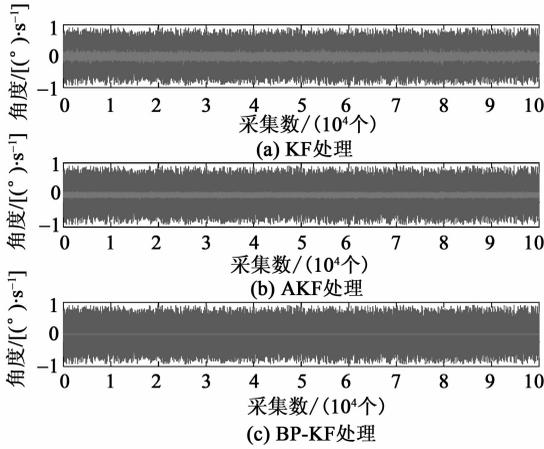


图 3 KF 处理

3) 第二次实验设计。设计一组自适应卡尔曼滤波降噪实验。采用 sage-husa 自适应卡尔曼滤波算法,利用指数渐消记忆加权平均算法对量测噪声方差进行数值衰减。如图 3 所示,其均值为  $-0.0013 (^{\circ})/s$ ,方差为  $0.0007 (^{\circ})^2/s$ 。

4) 第三次实验设计。采用本文第 2 节提出的方法,得到的结果如图 3 所示,其均值为  $0.00046 (^{\circ})/s$ ,方差为  $3.4544 \times 10^{-9} (^{\circ})^2/s$ 。

表 2 Allan 方差辨识结果

误差项	量化噪声/ [ $(^{\circ}) \cdot h^{-1}$ ]	角度随机游走/ [ $(^{\circ}) \cdot h^{-1/2}$ ]	零偏不稳定性/ [ $(^{\circ}) \cdot h^{-1}$ ]	角速率游走/ [ $(^{\circ}) \cdot h^{-3/2}$ ]	速率斜坡/ [ $(^{\circ}) \cdot h^{-2}$ ]
原始数据	7.661 511	0.104 012	66.435 110	597.215 320	1 570.962 240
AR(1)卡尔曼滤波	0.530 448	0.029 481	6.413 054	57.616 517	151.528 170
AR(2)卡尔曼滤波	0.673 290	0.195 284	26.289 970	117.869 816	154.882 539
AR(3)卡尔曼滤波	0.720 928	0.223 400	48.997 750	218.880 612	287.369 253
自适应卡尔曼滤波	0.502 217	0.129 510	7.628 004	34.647 967	45.541 143
AR(1)BP-卡尔曼滤波	0.001 500	0.004 910	0.000 012	12.566 600	34.986 300
AR(2)BP-卡尔曼滤波	0.001 600	0.005 120	0.000 015	12.895 000	35.564 700

3.2 实验 2

将微惯性测量单元(MIMU)放置在实验的双轴温控转台上,对其进行转台测试实验。截取  $y$  轴 36 000 个数据,将训练好的噪声协方差矩阵代入滤波方程,滤波效果如图 5 所示。

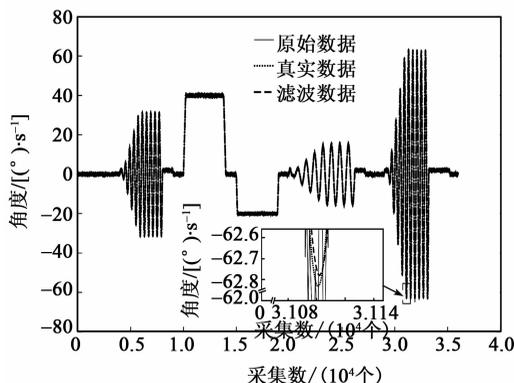


图 5 转台实验数据处理

采用 Allan 方差分析法对陀螺仪原始数据、卡尔曼滤波算法处理过的数据和 BP 神经网络改进卡尔曼滤波算法处理过的数据进行辨识。Allan 方差 ( $\sigma_A(\tau)$ )-对数曲线如图 4 所示。

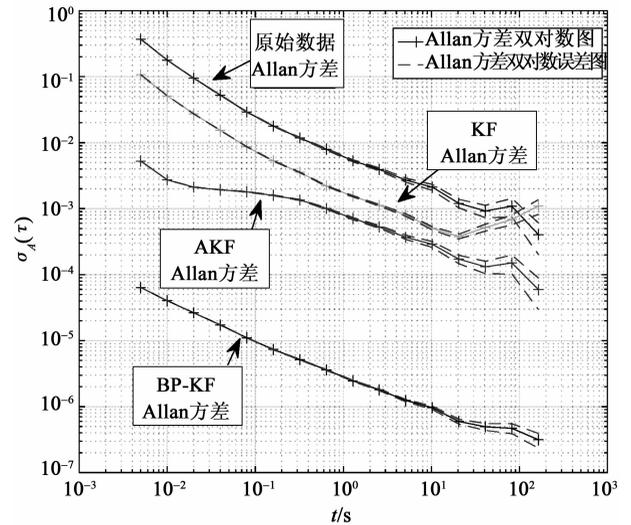


图 4 Allan 方差-对数曲线

设计 7 组不同的实验如表 2 所示。对 MEMS 陀螺仪的数据误差处理,采用 Allan 方差进行幅值辨识。

从表 2 可看出,使用卡尔曼滤波可使角度随机游走下降 65%,零偏不稳定性下降约 96%,角度随机游走,速率斜坡,量化噪声下降 1 个数量级。使用自适应卡尔曼滤波处理,与卡尔曼滤波相比,速率斜坡的值下降较明显,其余幅值波动不大。

在模型发生变化时可看出,模型的变化会导致卡尔曼滤波效果发生较大变动,这验证了不精确的模型会导致滤波发散情形。

BP-卡尔曼滤波算法与卡尔曼滤波算法相比,MEMS 陀螺仪的量化噪声下降 2 个数量级,零偏不稳定性下降了 6 个数量级,速率斜坡下降 80%,角度随机游走下降 78%。且在 2 个不同模型的 BP-卡尔曼滤波器中,得到的效果也相同(见表 2),证明了滤波器在不同模型中的适应性。

从实验2中可得出动态数据滤波后的波形较平滑,保持原始信号的基本波形。滤波前角速率误差标准差从 $0.4968$  ( $^{\circ}$ )/s下降到了 $0.1326$  ( $^{\circ}$ )/s。

#### 4 结束语

中低精度MEMS陀螺仪随机误差较大,在使用过程中需要对其输出信息进行误差建模和降噪处理。在数据的处理过程中对陀螺仪的噪声信号建立自回归模型,采用标准卡尔曼滤波和自适应卡尔曼滤波对陀螺仪数据进行处理,与原始信号相比有显著提高,但是噪声并未完全过滤掉。为此,采用神经网络辅助卡尔曼滤波对陀螺仪数据进行了降噪处理。通过大量数据对神经网络进行训练,把卡尔曼的新息矩阵、滤波增益、量测噪声方差矩阵作为新的输入,把系统噪声方差矩阵作为输出,调节神经网络的内部参数使数据输出达到最好的效果。最后,Allan方差辨识结果表明,BP-卡尔曼滤波比卡尔曼滤波效果好,在高动态运动下也能得到较好的滤波效果。

#### 参考文献:

- [1] 李鲁明,赵鲁阳,唐晓红,等. 基于改进卡尔曼滤波的陀螺仪误差补偿算法[J]. 传感技术学报, 2018, 31(4): 538-544.
- [2] 程章,许江宁,许微,等. 基于神经网络的MEMS陀螺仪标定与补偿[J]. 压电与声光, 2018, 40(1): 111-114. CHENG Zhang, XU Jiangning, XU Wei, et al. Calibra-

tion and compensation of MEMS gyroscope with neural network[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2018, 40(1): 111-114.

- [3] 田方澍. 基于多传感器的多旋翼无人机导航解算方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2018.
- [4] 陈光武, 刘孝博, 王迪, 等. 基于改进小波变换的MEMS陀螺信号去噪算法[J]. 电子与信息学报, 2019(5): 1025-1031. CHEN Guangwu, LIU Xiaobo, WANG Di, et al. Denoising algorithm of MEMS Gyro Signal Based on improved wavelet transform [J]. Journal of Electronics and Information, 2019 (5): 1025-1031.
- [5] 刘孝博, 陈光武, 王迪. MEMS陀螺仪漂移和噪声的分析和补偿[J]. 传感技术学报, 2018, 31(3): 368-373.
- [6] 李峰. 优化BP神经网络的光纤陀螺温度漂移建模与补偿[J]. 中国惯性技术学报, 2016, 24(1): 93-97.
- [7] 秦永元, 张洪钺, 王叔华. 卡尔曼滤波与组合导航原理[M]. 西安: 西北工业大学出版社, 2012.
- [8] 严恭敏. 惯性仪器测试与数据分析[M]. 北京: 国防工业出版社, 2012.
- [9] 李鑫, 郑永秋, 唐军, 等. 谐振式光学陀螺输出精度的提高设计[J]. 压电与声光, 2018, 40(2): 235-239. LI Xin, ZHENG Yongqiu, TANG Jun, et al. On the design of output accuracy improvement of resonant optical gyro[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2018, 40(2): 235-239.
- [10] 张晓峰, 张加书, 包旭馨, 等. 基于Kalman滤波器的MEMS陀螺随机误差分析与建模补偿[J]. 电子器件, 2018, 41(3): 186-189.

(上接第272页)

#### 参考文献:

- [1] BIMAL R K, ASHOK J. In-motion alignment of inertial navigation system with doppler speed measurements [C]// Kissimmee, Florida: AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference, 2015.
- [2] FANG Jiancheng, YANG Sheng. Study on innovation adaptive EKF for in-flight alignment of airborne POS [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2011, 60(4): 1378-1388.
- [3] LI Wei, WANG Jingling. Effective adaptive Kalman filter for MEMS- IMU magnetometers integrated attitude and heading reference systems[J]. Journal of Navigation, 2013, 66(1): 99-113.
- [4] SHAO Haijun, MIAO Lingjuan, GAO Weixi. Ensemble particle filter based on KLD and its application to initial alignment of SINS in large misalignment angles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(11): 8946-8955.
- [5] WANG Dingjie, LV Hanfeng, WU Jie. In-flight initial alignment for small UAV MEMS-based navigation via adaptive unscented Kalman filtering approach[J]. Aerospace Science and Technology, 2017, 61: 73-84.
- [6] ZHANG Tao, ZHU Yongyun, ZHOU Feng, et al. Coarse alignment technology on moving base for SINS based on the improved quaternion filter algorithm[J]. Sensors, 2017, 17(6): 1424.
- [7] WU Yuanxin, PAN Xianfei. Velocity/position integration formula part I: application to in-flight coarse alignment[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System, 2013, 49(2): 1006-1023.
- [8] CHANG Lubin, LI Kailong, HU Baiqing. Initial alignment by attitude estimation for strapdown inertial navigation systems[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2015, 64(3): 784-794.
- [9] CUI Xiao, MEI Chunbo, QIN Yongyuan, et al. In-motion alignment for low-cost SINS/GPS under random misalignment angles[J]. The Journal of Navigation, 2017, 70(6): 1224-1240.
- [10] ARASARATNAM I, HAYKIN S. Cubature Kalman filters[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2009, 54(6): 1254-1269.

## 2020 年《压电与声光》征订通知

《压电与声光》杂志是由中国电子科技集团公司第二十六研究所主办、国内外公开发行的学术性与技术性综合科技期刊。国内统一刊号:CN 50—1091/TN;国际标准刊号:ISSN 1004—2474;国际刊名代码(CODEN):YASHE7。双月刊,大 16 开,160 页,双月出版。每册单价 20.00 元(人民币),全年 120.00 元。

《压电与声光》是全国中文核心期刊(GCJC);Elsevier Scopus 数据库收录期刊;美国《化学文摘》(CA)收录期刊;日本《科学技术文献速报》(JICST)收录期刊;波兰《哥白尼索引》(IC)收录期刊;中国科技论文统计源期刊;中国期刊方阵“双效期刊”;《中国学术期刊(光盘版)》、《中国期刊网》全文收录期刊等。

主要报道内容:压电单晶材料、压电多晶材料、压电薄膜材料;微声电子传感器、微声电子传感器系统、微声电子传感器网络;声子/光子晶体技术、微声超材料技术、微声系统集成技术、纳米声学技术、隐声技术、隐热技术等;压电/MEMS/半球/光纤/新型陀螺、加表器件与仪表、组件、系统等以及相关的材料、工艺、测试技术;微波频率源、微波无源器件及组件、模块与系统。

读者对象:上述专业范围内从事科学研究、产品设计、生产制造的科技人员、管理人员、技术工人和相关专业的大专院校师生以及电子技术领域的工程技术人员。

订阅方式:可进入本刊网站下载订单,也可通过以下方式订阅。

### 汇款方式:

- 1) 邮局汇款地址:重庆市南岸区南坪 2513 信箱《压电与声光》编辑部(400060)
- 2) 银行汇款(订阅单位请将信汇单复印件和收书详细地址寄给编辑)

开户单位:中国电子科技集团公司第二十六研究所

开户银行:工商银行重庆南坪支行

帐号:3100027109008801342

银行行号:102653000232

编辑部电话:(023)65860283 65860260

传真:(023)62805284

电子信箱:ydsipsat@163.com

编辑部网址:www.peaotec.com

主管单位:中国电子科技集团公司  
主办单位:四川压电与声光技术研究所  
编辑出版:《压电与声光》编辑部

**Competent Department:** China Electronics Technology Group Corporation  
**Sponsored by:** Sichuan Institute of Piezoelectric and Acoustooptic Technology  
**Edited and Published by:** Editorial Office of Journal of  
PIEZOELECTRICS & ACOUSTOOPTICS

主 编:胡少勤  
执行主编:许 昕  
责任编辑:贺碧会  
印 刷:重庆紫石东南印务有限公司  
国内发行:《压电与声光》编辑部

**Chief Editor:** HU Shaoqin  
**Executive Chief Editor:** XU Xin  
**Managing Editor:** HE Bihui  
**Printed by:** Chongqing Purplestone Southeast Printing Co., LTD.  
**Distributed by:** Editorial Office of Journal of  
PIEZOELECTRICS & ACOUSTOOPTICS

地 址:重庆市南岸区南坪花园路 14 号  
(400060)

**Address:** No. 14 Garden Road, Nanping, Nan'an District Chongqing City,  
Chongqing 400060

电 话:(023)65860260(编辑)  
(023)65860283(发行)

**Tel:** (023)65860260(Edinton)  
(023)65860283(Distribution)

网 址:www.peaotec.com

**http://**www.peaotec.com

电子邮箱:ydsipsat@163.com

**E-mail:** ydsipsat@163.com

中国标准连续物出版号:ISSN 1004—2474  
CN 50—1091/TN

定价:20.00 元